



REÇU 25 JUIN 2004

OMPI PCT

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 08 MARS 2004

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

DOCUMENT DE PRIORITÉ

PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA
RÈGLE 17.1.a) OU b)

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS cedex 08
Téléphone : 33 (0)1 53 04 53 04
Télécopie : 33 (0)1 53 04 45 23
www.inpi.fr



26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04 Télécopie : 33 (1) 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



REQUÊTE EN DÉLIVRANCE page 1/2



Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

08 540 0 W / 010801

REMISE DES PIÈCES DATE 1 SEPT 2003 LIEU 35 INPI RENNES N° D'ENREGISTREMENT 0310360 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 01 SEP. 2003		1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE Cabinet Patrice VIDON Technopôle Atalante 16 B rue Jouanet BP 90333 35703 RENNES CEDEX 7	
Vos références pour ce dossier (facultatif) R9131FR			
Confirmation d'un dépôt par télécopie		<input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie	
2 NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>	
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>	
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>	
Demande de brevet initiale		N° _____ Date _____	
ou demande de certificat d'utilité initiale		N° _____ Date _____	
Transformation d'une demande de brevet européen		<input type="checkbox"/> N° _____ Date _____	
3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Procédé de décodage d'un signal codé à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, récepteur et procédé de codage et de décodage correspondants.			
4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE		Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ Pays ou organisation _____ N° _____ <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
5 DEMANDEUR (Cochez l'une des 2 cases)		<input checked="" type="checkbox"/> Personne morale <input type="checkbox"/> Personne physique	
Nom ou dénomination sociale		FRANCE TELECOM	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		3 8 0 1 2 9 8 6 6	
Code APE-NAF			
Domicile ou siège	Rue	6, place d'allera	
	Code postal et ville	7 5 0 1 5 PARIS	
	Pays	FRANCE	
Nationalité			
N° de téléphone (facultatif)		N° de télécopie (facultatif)	
Adresse électronique (facultatif)			
<input type="checkbox"/> S'il y a plus d'un demandeur, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»			

Remplir impérativement la 2^{ème} page


**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**
REQUÊTE EN DÉLIVRANCE
page 2/2

BR2

REMISE DES PIÈCES DATE 1 SEPT 2003 LIEU 35 INPI RENNES		Réservé à l'INPI
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI		0310360
Vos références pour ce dossier : <i>(facultatif)</i>		R9131FR
6 MANDATAIRE (s'il y a lieu)		
Nom		VIDON
Prénom		Patrice
Cabinet ou Société		Cabinet Patrice VIDON
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel		
Adresse	Rue	Technopôle Atalante 16 B rue Jouanet - BP 90333
	Code postal et ville	35 17 10 13 RENNES CEDEX 7
	Pays	FRANCE
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>		02 99 38 23 00
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>		02 99 36 02 00
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>		vidon@vidon.com
7 INVENTEUR (S)		
Les inventeurs sont nécessairement des personnes physiques		
Les demandeurs et les inventeurs sont les mêmes personnes		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non : Dans ce cas remplir le formulaire de Désignation d'inventeur(s)
8 RAPPORT DE RECHERCHE		
Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)		
Établissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> Établissement immédiat <input type="checkbox"/> Établissement différé
Paiement échelonné de la redevance <i>(en deux versements)</i>		Uniquement pour les personnes physiques effectuant elles-mêmes leur propre dépôt <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non
9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Obtenue antérieurement à ce dépôt pour cette invention (joindre une copie de la décision d'admission à l'assistance gratuite ou indiquer sa référence) : AG [] [] [] [] []
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes		
10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) P. VIDON mandataire (CPI 92-1250)		VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI DE LA RÉGION INDUSTRIELLE RENNE

Procédé de décodage d'un signal codé à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, récepteur et procédé de codage et de décodage correspondants.

Le domaine de l'invention est celui des communications numériques sans fil. Plus précisément, l'invention concerne la réception, et notamment le décodage de signaux reçus dans un récepteur par l'intermédiaire d'un ou plusieurs canaux de transmission.

Plus précisément encore, l'invention concerne le décodage itératif de données codées à l'aide d'une matrice de codage espace-temps non orthogonale.

L'invention s'applique ainsi notamment, mais non exclusivement, aux systèmes de transmission mettant en œuvre une pluralité d'antennes (au moins deux) à l'émission et/ou à la réception. Ainsi, l'invention est bien adaptée aux récepteurs pour codes espace-temps non-orthogonaux à N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception (systèmes « MIMO » : en anglais « Multiple Inputs Multiple Outputs », ou en français : « Entrées Multiples Sorties Multiples » et « MISO » : en anglais « Multiple Inputs Single Output », ou en français : « Entrées Multiples Sortie Unique »).

Un exemple d'application de l'invention est le domaine des radiocommunications, notamment pour les systèmes de troisième, quatrième générations et suivantes.

Pour de tels systèmes au delà de deux antennes d'émission, les codes espaces-temps à rendement unitaire sont non orthogonaux. C'est par exemple le cas des codes de Tirkkonen [6] et de Jafarkhani [7] (les références cités dans la présente demande de brevet sont regroupées en annexe 1).

La non-orthogonalité inéluctable de ces codes conduit généralement à des récepteurs complexes à mettre en œuvre, devant utiliser un décodage à maximum de vraisemblance (« Maximum Likelihood » en anglais), également dit sphérique. La complexité de mise en œuvre de ces algorithmes augmente de façon exponentielle en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'états de la modulation. On considère qu'un algorithme dépassant les 256 états n'est pas

implémentable en « hard », dans un circuit intégré par exemple (cette borne est atteinte rapidement, par exemple avec une modulation à 4 états et 4 antennes d'émissions).

5 Les techniques de décodage de codes espace-temps non-orthogonaux ont donc pour inconvénient majeur, dans les systèmes de réception, lorsque des codes espace-temps à rendement unitaire sont utilisés, une complexité de mise en œuvre. Les techniques non-itératives antérieures sont basées sur le critère de Maximum de vraisemblance (ML).

10 Elles sont d'une réalisation très complexe voire impossible au vu de l'avancée technologique actuelle, dès que le nombre d'antennes ou le nombre d'états de la modulation croît (ex QPSK, avec $N_t=N_r=4$), puisque la complexité de mise en œuvre croît exponentiellement avec le nombre d'états du treillis à traiter.

Depuis peu, des procédés itératifs associant des codes espace-temps ont été publiés :

- 15
- Dans [1], Tujkovic présente des "turbo"codes espace-temps en treillis récursifs : il s'agit d'une concaténation de turbo-codes avec des codes espace-temps. La réception s'effectue de façon itérative (tout comme les turbo-codes) en utilisant des décodeurs MAP (Maximum A Posteriori) ;

20

 - Dans [2], S. Jayaweera étudie la concaténation d'un code convolutif avec un code espace-temps unitaire. Le décodage se fait itérativement par le biais d'algorithmes MAP ;
 - Enfin dans [3], A. Guillen et G. Caire analysent les performances de codes espaces-temps particuliers (« Natural space-time codes et threaded space-time codes » en anglais). Ils utilisent un annuleur d'interférence itératif pour séparer les contributions apportées par les

25

 - Dans [4], Bauch utilise un système itératif qui vise à supprimer l'interférence inter-symboles introduite par les différents canaux. Les

30

 - éléments utilisés à chaque itération font intervenir des décodeurs de

type MAP (Maximum a posteriori).

Ces techniques itératives antérieures s'appliquent à certaines classes de codes espace-temps et utilisent pour la plupart des égaliseurs (ou détecteurs) non linéaires également complexe à mettre en œuvre. L'amélioration des performances peut se faire en concaténant un code convolutif de canal (ou même un turbo-code) avec le code espace-temps.

L'article [5] de A. Boariu et M. Ionescu présente une classe de codes espaces-temps en bloc quasi-orthogonaux à interférence minimale. Ces codes peuvent se décoder suivant une méthode itérative d'annulation d'interférences.

La technique présentée se limite à 4 antennes, à la modulation QPSK (4 états) et à un rendement égal à 1. Elle ne peut pas être mise en œuvre de façon efficace et performante avec de nombreuses approches, par exemple dans un système de type CDMA. De plus le filtre adapté MRC (Maximum Ratio Combining) s'avère peu performant avec d'autres types de codes que celui proposé.

Par ailleurs, l'approche de Boariu suppose que la matrice utilisée soit de même taille que le code espace-temps.

L'invention a pour objectif de pallier ces différents inconvénients de l'état de l'art.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir une technique de décodage de codes espace-temps qui soit plus efficace que les techniques connues, tout en présentant une complexité réduite.

Ainsi, un objectif de l'invention est de fournir une telle technique, mettant en œuvre une matrice de codage espace-temps non orthogonale, mais ne reposant pas sur un critère de maximum de vraisemblance.

En d'autres termes, l'invention a pour objectif de fournir une telle technique, qui puisse être mise en œuvre de façon pratique et réaliste, dans des récepteurs à coût acceptable, dans un système mettant en œuvre un nombre élevé d'antennes (4, 8 ou plus) et/ou une modulation à un grand nombre d'états.

Un autre objectif de l'invention est de fournir une telle technique, plus

efficace notamment que celle proposée par Boariu, et qui ne soit pas limitée à une classe de codes particulière, mais au contraire applicable à tous les codes espace-temps en blocs, quel que soit leur rendement. De même, un objectif de l'invention est de permettre l'utilisation de matrices de taille supérieure à la taille du codage espace-temps.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront plus clairement par la suite, sont atteints à l'aide d'un procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, et mettant en œuvre une étape de décodage espace-temps et au moins deux itérations comprenant chacune les sous-étapes suivantes :

- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé.

L'approche de l'invention tire ainsi parti d'un précodage de diversité pour optimiser la qualité du décodage. Pour cela, lors de chacune des itérations, on effectue un prédécodage correspondant, on estime les symboles, puis on refait un précodage sur ces symboles estimés.

Ledit précodage peut notamment être obtenu par l'une des méthodes suivantes :

- étalement de spectre ;
- précodage linéaire.

Ainsi, l'invention s'applique à tous les systèmes mettant en œuvre une technique CDMA, MC-CDMA ou similaire, ou encore un prédécodage linéaire tel que décrit dans [10].

De façon avantageuse, le procédé de décodage comprend les étapes suivantes :

- décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à

l'émission, délivrant un signal décodé ;

- égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;

- diagonalisation, correspondant à une première itération, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :

- multiplication dudit signal égalisé par une matrice diagonale obtenue par diagonalisation d'une matrice globale de codage/canal/décodage tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage, et d'une matrice d'interférence représentative d'au moins un canal de transmission ;

- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;

- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;

- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé ;

- au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :

- soustraction audit signal égalisé dudit signal estimé multiplié par ladite matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé ;

- prédécodage de diversité dudit signal optimisé, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;

- estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;

- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé.

On obtient ainsi une efficacité supérieure aux techniques connues, avec une approche applicable à tous les codes espace-temps en blocs.

~~Selon une caractéristique avantageuse, lesdits symboles codés sont émis à l'aide d'au moins deux antennes. Le récepteur tient alors compte des différents canaux de transmission correspondants.~~

L'invention peut également s'appliquer à un système à une seule antenne d'émission. Le nombre d'antennes de réception peut également être variable.

Préférentiellement, ladite étape d'égalisation met en œuvre une égalisation de type MMSE (en anglais : « Minimum Mean Squared Error »), EGC (« Equal Gain Combining ») ou ZF (« Zero Forcing »). Ces trois techniques sont bien connues, dans d'autres applications.

On notera que la mise en œuvre d'une égalisation, et non d'un filtrage adaptatif comme proposé par Boariu, permet d'obtenir une meilleure efficacité.

Selon un mode de réalisation avantageux, lesdites étapes d'estimation de symboles mettent en œuvre une décision souple, associant une information de confiance à une décision, et en ce que la ou lesdites étapes de soustraction tiennent compte desdites informations de confiance.

Bien sûr, on peut également mettre en œuvre une décision dure.

De façon avantageuse, ledit signal reçu est un signal multiporteuse, le récepteur comprenant des moyens de traitement correspondants.

Selon un premier mode de réalisation particulier, ledit signal émis étant transmis à l'aide de quatre antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}, \text{ représentant l'interférence, et}$$

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

où :
$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$$
 est une matrice regroupant le codage et

l'interférence,

et SNR représente le rapport signal à bruit.

Selon un autre mode de réalisation particulier, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de huit antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec $A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$ et
 $J = 2 \operatorname{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$

10

et
$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

où :
$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

est une matrice regroupant le codage et l'interférence

et SNR représente le rapport signal à bruit.

L'invention concerne également un procédé de codage et de décodage, selon lequel le codage met en œuvre une matrice de codage espace-temps telle que :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

et le décodage est un décodage tel que décrit ci-dessus.

L'invention concerne encore les récepteurs mettant en œuvre des moyens de décodage réalisant le procédé décrit précédemment.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés parmi lesquels :

- la figure 1 présente le principe du codage et du décodage de Jafarkhani, connu en soi ;
- la figure 2 illustre la structure générale itérative du décodage ;
- la figure 3 présente la première itération du schéma de la figure 2 ;
- la figure 4 présente la structure des itérations suivantes du schéma de la figure 2 ;
- la figure 5 illustre les performances de l'approche itérative,

comparées à celles du décodage de la figure 1 ;

- les figures 6 et 7 illustrent les performances de l'approche itérative, avec deux autres codes et 8 antennes d'émission ;
- la figure 8 est un schéma général de l'approche de l'invention, mettant en œuvre un précodage de diversité linéaire ;
- la figure 9 illustre la première itération de la figure 8 ;
- la figure 10 illustre les itérations suivantes de la figure 8 ;
- la figure 11 présente les performances du procédé de la figure 8, comparé à des décodages connus ;
- la figure 12 illustre un autre mode de réalisation de l'invention, mettant en œuvre un précodage par étalement de spectre ;
- les figures 13 et 14 présentent respectivement la première itération et les suivantes du schéma de la figure 12 ;
- la figure 15 présente les performances du procédé de la figure 12, comparé à des décodages connus.

L'invention propose donc une nouvelle approche, plus efficace et simple à mettre en œuvre, du décodage des codes espace-temps. Pour cela, elle propose notamment de mettre en œuvre, au codage, un précodage de diversité (par étalement de spectre ou précodage linéaire), et un traitement itératif à la réception. Selon l'invention, on effectue à chaque itération un décodage puis un recodage correspondant à ce précodage. Cela permet d'obtenir une estimation de plus en plus précise des symboles émis, et de supprimer du signal reçu de façon de plus en plus efficace, les interférences dues à la transmission.

La première itération est particulière : elle comprend une diagonalisation (la matrice globale n'étant pas, à l'origine diagonale). Elle est précédée d'une égalisation du signal reçu.

Les itérations suivantes sont toutes identiques : on affine l'estimation en soustrayant au fur et à mesure les effets des interférences.

Pour faciliter la compréhension de l'invention, on présente tout d'abord rapidement l'approche connue de Jafarkhani (§ 1), puis l'approche itérative, sans

utilisation d'un précodage pour un code à 4 antennes (§ 2), puis deux codes à 8 antennes, respectivement un code connu (§ 3) et un nouveau code (§ 4). Ensuite, on présente deux exemples de décodage de l'invention, utilisant respectivement un précodage linéaire (§ 5) et un précodage par étalement de spectre (§ 6).

5 1. Approche de Jafarkhani

1.1 Introduction

Ce code espace-temps à quatre antennes d'émissions et une antenne de réception et à rendement unitaire a été introduit par H. Jafarkhani dans 7.

10 Pour une modulation numérique à M états de phase, la figure 1 décrit le schéma de communication comprenant 4 antennes d'émission, E1, E2, E3 et E4 et une antenne de réception R1. Les 4 canaux de propagation, c'est-à-dire E1-R1, E2-R1, E3-R1 et E4-R1, sont considérés sans interférence entre symbole (« fading » plat) et constants pendant quatre intervalles d'émission consécutifs, IT1, IT2, IT3 et IT4.

15 On nomme h_1 , h_2 , h_3 et h_4 leurs coefficients respectifs complexes d'évanouissement. On suppose, que les h_i suivent une loi de Rayleigh indépendante pour chacun d'eux.

20 On appelle s_1 , s_2 , s_3 et s_4 les symboles complexes émis respectivement pendant l'intervalle de temps IT1, IT2, IT3 et IT4. Les symboles reçus pendant ces mêmes intervalles de temps sont nommés r_1 , r_2 , r_3 et r_4 . Le bruit thermique introduit par l'antenne de réception est représenté par les échantillons n_1 , n_2 , n_3 et n_4 .

1.2 Emission

25 Le codage de Jafarkhani consiste à émettre, pendant les 4 intervalles de temps IT1, IT2, IT3 et IT4, sur les différentes antennes d'émissions, les symboles présentés dans le tableau suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4
Antenne E1	s_1	$-s_2^*$	$-s_3^*$	s_4
Antenne E2	s_2	s_1^*	$-s_4^*$	$-s_3$

Antenne E3	s_3	$-s_4^*$	s_1^*	$-s_2$
Antenne E4	s_4	s_3^*	s_2^*	s_1

(.)* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

1.3 Réception

En réception conformément à la figure 1, on obtient sur l'antenne R1 les signaux suivant :

pendant IT1 : $r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_3 + h_4 s_4 + n_1$

pendant IT2 : $r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* - h_3 s_4^* + h_4 s_3^* + n_2$

pendant IT3 : $r_3 = -h_1 s_3^* - h_2 s_4^* + h_3 s_1^* + h_4 s_2^* + n_3$

pendant IT4 : $r_4 = h_1 s_4 - h_2 s_3 - h_3 s_2 + h_4 s_1 + n_4$

Une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs + n$$

avec

$$\tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ -r_2^* \\ -r_3^* \\ r_4 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \text{ et } n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}$$

Le rendement global du codage est égal à 1.

On suppose, lors de la réception, la connaissance exacte des états des canaux h_1, h_2, h_3 et h_4 . Le décodage s'effectue alors de la façon suivante :

pendant IT1 : $x_1 = h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 + h_4^* r_4$

pendant IT2 : $x_2 = h_2^* r_1 - h_1^* r_2 + h_4^* r_3 - h_3^* r_4$

pendant IT3 : $x_3 = h_3^* r_1 + h_4^* r_2 - h_1^* r_3 - h_2^* r_4$

pendant IT4 : $x_4 = h_4^* r_1 - h_3^* r_2 - h_2^* r_3 + h_1^* r_4$

Selon la représentation matricielle, le décodage s'effectue par l'application de la matrice H^H , où l'opérateur H signifie transposée conjuguée.

$$x = H^H \tilde{r} = H^H Hs + n'$$

$$\text{avec } n' = \begin{bmatrix} h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 + h_4^* n_4 \\ h_2^* n_1 - h_1^* n_2 + h_4^* n_3 - h_3^* n_4 \\ h_3^* n_1 + h_4^* n_2 - h_1^* n_3 - h_2^* n_4 \\ h_4^* n_1 - h_3^* n_2 - h_2^* n_3 + h_1^* n_4 \end{bmatrix} \text{ et } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

En effectuant le produit matriciel on obtient :

$$5 \quad x = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} s + n'$$

$$\text{avec } A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \text{ et } J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}$$

$$\text{On pose } G = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} \text{ que l'on appelle la matrice globale de}$$

10 codage/canal/décodage.

Les termes de la diagonale, A, suivent une loi de χ_2^8 . La diversité est donc maximale. Cependant les termes interférents J rendent sous-optimales les performances d'une détection linéaire directe. L'auteur propose donc une détection suivant le maximum de vraisemblance (ML : « Maximum Likelihood » en anglais). Cette détection est lourde et complexe à mettre en oeuvre.

15 Le codage de Jafarkhani présenté précédemment permet donc d'exploiter la diversité fournie par les 4 antennes d'émission. Cependant, à la différence du codage d'Alamouti à deux antennes 8, il subsiste, dans la matrice globale, des termes interférents J. Ces termes rendent le codage sous optimal et nécessitent, en
20 réception, l'utilisation d'un algorithme de détection ML complexe à mettre en oeuvre.

2. Approche itérative : exemple à 4 antennes

Un des aspects de la présente invention est d'annuler de façon itérative ces

termes interférents grâce à la connaissance a priori du signal émis. Pour ce faire, deux modules sont utilisés, comme illustré en figure 2 :

- A l'initialisation (itération 1), le premier module 21 (dit de diagonalisation) permet d'estimer une première fois le symbole émis.
- A partir de la deuxième itération 22₂ et ce jusqu'à la dernière 22_p : un second module (dit d'annulation d'interférences) a pour but de retrancher au signal reçu les termes interférents reconstruits grâce à la connaissance a priori du signal émis fourni par l'itération précédente.

Le décodage espace-temps 23 utilisé est celui présenté précédemment.

Lors de l'égalisation MMSE 24, le signal est multiplié par le facteur

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{SNR}} \quad \text{où SNR est le rapport signal à bruit. La matrice}$$

G est donc multiplié par γ .

2.1 1^{ère} itération : diagonalisation de la matrice G4

La première itération 21, illustrée en figure 3, est différente des itérations suivantes. Elle consiste à multiplier le signal par une matrice telle qu'on ait globalement une matrice diagonale. Pour cela, on diagonalise (31) tout d'abord la matrice G . Cette opération s'effectue simplement par la multiplication matricielle de G par une matrice de diagonalisation Φ qui est, à un facteur près, la co-matrice de G .

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J \\ 0 & A & J & 0 \\ 0 & J & A & 0 \\ -J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{on obtient } G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix}$$

On remarque que l'opération de diagonalisation de la matrice G revient à une combinaison linéaire des échantillons x_i , donc très simple à mettre en oeuvre.

5

On obtient ainsi :

$$x_{diag} = \Phi \cdot x = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix} s + n''$$

avec $n'' = \Phi n'$

La matrice G_{diag} étant diagonale, une détection linéaire 32 est possible.

10

Cependant les termes de la diagonale ne suivent plus une loi de χ_2^8 , la diversité n'est donc pas exploitée de façon optimale.

On obtient néanmoins une estimée du vecteur de symboles qu'on va

appeler $\hat{s}^{(0)} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1^{(0)} \\ \hat{s}_2^{(0)} \\ \hat{s}_3^{(0)} \\ \hat{s}_4^{(0)} \end{bmatrix}$. On remarquera, sur les courbes de performances de la

figure 5, que cette estimée est meilleure qu'une estimée faite sans diagonalisation.

15

Les symboles sont transformés en paquets de bits (par exemple opération de démodulation avec décision dure : on cherche le point de la constellation le

plus proche du symbole considéré), et on obtient $\bar{b}^{(0)} = \begin{bmatrix} \bar{b}_1^{(0)} \\ \bar{b}_2^{(0)} \\ \bar{b}_3^{(0)} \\ \bar{b}_4^{(0)} \end{bmatrix}$

où $\bar{b}_i^{(0)}$ représente un vecteur de bits de longueur 2^M .

On effectue enfin une opération de modulation sur $\bar{b}^{(0)}$ pour obtenir $\bar{s}^{(0)}$, vecteurs de symboles "décidés". Ces symboles seront utilisés à l'itération suivante.

20

2.2 Itération p (p>1) : annulation d'interférence

On dispose alors des données décidées à l'itération précédente $\bar{s}^{(p-1)}$. Une itération est illustrée en figure 4.

On construit une matrice d'interférence J_4 411 :

$$J_4 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & J \\ 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 \\ J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'annulation d'interférence 41 s'effectue par soustraction 412 du résultat de la multiplication 411 par J_4 à la sortie de l'égaliseur 24, comme suit :

$$\tilde{x}^{(p)} = x - J_4 \bar{s}^{(p-1)}$$

$$\tilde{x}^{(p)} = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} s + n' - \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -J \\ 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 \\ J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{s}^{(p-1)}$$

Si $\bar{s}^{(p-1)}$ constitue une bonne approximation de s, on remarque que les termes interférents sont pratiquement annulés dans la matrice G.

La matrice devient ainsi diagonale est une estimation de symbole 42 par détection linéaire est possible. En effectuant les mêmes opérations d'égalisation, de démodulation et de détection que pour l'itération 0, on obtient une nouvelle estimation de s : $\bar{s}^{(p)}$.

2.3 résultats

La figure 5 présente les performances du système décrit ci-dessus pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage (Efficacité spectrale = 2bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blanc (non filtrés).

La courbe intitulée SISO représente les performances d'un système à une antenne d'émission et une antenne de réception. Ce système ne bénéficie d'aucune

diversité spatiale, il s'agit donc d'une borne minimale.

La courbe Lin donne les performances du système de Jafarkhani détecté linéairement (matrice G), tandis que la courbe ML représente le taux d'erreur binaire du même système détecté par l'algorithme ML.

5 Les courbes nommées ite1 et ite2 représentent les performances des deux premières itérations de notre système. (le système converge dès l'itération 2).

On remarque que ite2 est confondu avec le ML de Jafarkhani. Pour une complexité moindre, on a donc déjà réussi à obtenir les mêmes performances qu'un algorithme à maximum de vraisemblance.

10 On notera par ailleurs, qu'il est possible d'améliorer le système en ajoutant du codage i.e. remplacer la modulation simple par une modulation codée (codeur convolutif, entrelaceur et modulation). En réception, il suffit de remplacer le démodulateur à décision dure par un démodulateur à décision souple suivi d'un entrelaceur et d'un décodeur de canal. En gardant l'information souple, on reconstruit le symbole émis en appliquant à nouveau l'étage de modulation codée.

3. Schéma à 8 antennes d'émission avec rendement 3/4

Le code utilisé a été introduit par H. Jafarkhani dans 7. On considère 8 antennes d'émission : E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, E8 et une antenne de réception R1. Il en résulte 8 canaux de propagation (toujours sans interférence entre symbole) : $h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6, h_7, h_8$.

20 On appelle s_1, s_2, s_3, s_4, s_5 et s_6 , les symboles complexes à émettre et on dispose de 8 intervalles de temps d'émission IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, IT6, IT7 et IT8 pendant lesquels les contributions h_i sont supposées constantes.

3.1 Emission

25 Le schéma d'émission est le suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4	IT5	IT6	IT7	IT8
Antenne E1	s_1	$-s_2^*$	s_3^*	0	$-s_4$	$-s_5^*$	s_6^*	0
Antenne E2	s_2	s_1^*	0	$-s_3^*$	$-s_5$	s_4^*	0	s_6^*
Antenne E3	s_3	0	$-s_1^*$	s_2^*	$-s_6$	0	$-s_4^*$	$-s_5^*$

Antenne E4	0	$-s_3$	$-s_2$	$-s_1$	0	s_6	s_5	$-s_4$
Antenne E5	s_4	s_5^*	$-s_6^*$	0	s_1	$-s_2^*$	s_3^*	0
Antenne E6	s_5	$-s_4^*$	0	s_6^*	s_2	s_1^*	0	s_3^*
Antenne E7	s_6	0	s_4^*	$-s_5^*$	s_3	0	$-s_1^*$	$-s_2^*$
Antenne E8	0	s_6	s_5	s_4	0	s_3	s_2	$-s_1$

(.)^{*} représente l'opérateur de conjugaison complexe.

On note que le rendement de ce code est de 3/4.

On reçoit pendant les 8 intervalles de temps, les échantillons :

$$5 \quad r_n = \sum_{i=1}^8 S_{i,n}^T \cdot h_i + n_n \quad \text{avec } 1 < i < 8, 1 < n < 8 \text{ et } S \text{ la matrice de mapping}$$

correspondant au schéma d'émission ci-dessus.

En négligeant le bruit, une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs$$

avec

10

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_3^* \\ r_4 \\ r_4^* \\ r_5 \\ r_6 \\ r_6^* \\ r_7 \\ r_7^* \\ r_8 \\ r_8^* \end{bmatrix}$$

3.2 Réception

Au décodage on applique la matrice H^H suivit d'un coefficient

d'égalisation MMSE γ :

$$x = \gamma \cdot H^H \cdot \tilde{r} = \gamma \cdot H^H H \cdot s$$

et on obtient la matrice globale :

$$5 \quad G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$$

$$J = 2\text{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

$$\text{et } \gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

10

On note que A suit une loi de χ_2^8 (diversité 8).

Tout comme à 4 antennes, le décodage se décompose en deux étapes :

3.2.1 Diagonalisation

L'opération de diagonalisation s'effectue en appliquant la matrice Φ :

$$\Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & J \\ -J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & -J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

15

On obtient :

$$G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 \end{bmatrix}$$

Une détection linéaire est donc possible : on obtient $\hat{s}^{(0)}$, puis après décision $\bar{s}^{(0)}$.

3.2.2 Annulation d'interférences

On reconstruit les interférences en multipliant le vecteur $\bar{s}^{(p-1)}$ des données estimées à l'étape précédente par la matrice J_6 :

$$J_6 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par soustraction de ces interférences au signal décodé x , on en déduit $\bar{s}^{(p)}$.

3.3 Résultats

La figure 6 présente les performances du système proposé avec le code de rendement 3/4 pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage de canal (Efficacité spectrale = 1.5 bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blancs (non filtrés) et constants sur 16 temps symboles.

La courbe Lin donne les performances du code détecté linéairement (décodage brut), la courbe ML représente le taux d'erreur binaire du même système détecté par l'algorithme ML. Itel et Itel2 représentent les performances des 2 premières itérations du système proposé tandis la courbe optimum donne la borne optimale du système consistant en une annulation parfaite des interférences (filtre adapté).

On retrouve un résultat comparable au système à 4 antennes, ite 2 est confondu avec la courbe ML. Cependant les 8 antennes d'émissions donnent une diversité 8 au système, ainsi les performances sont meilleures qu'à 4 antennes.

4. Schéma à 8 antennes d'émission avec rendement 1/2

Le code présenté ci-après n'existe pas dans la littérature, il a été créé à partir du code G4 de Tarokh 8 en suivant un schéma ABBA de Tirkkonen 6. On

considère toujours 8 antennes d'émission : E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, E8 et une antenne de réception R1 ainsi que les 8 canaux de propagation : h1, h2, h3, h4, h5, h6, h7, h8.

5

On appelle $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7$ et s_8 , les symboles complexes à émettre.
On dispose de 16 intervalles de temps d'émission IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, IT6, IT7 et IT8, pendant lesquels les contributions h_i sont supposées constantes.

4.1 Emission

Le schéma d'émission est le suivant : Le schéma d'émission est le suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4	IT5	IT6	IT7	IT8	IT9	IT10	IT11	IT12	IT13	IT14	IT15	IT16
Antenne E1	s_1	$-s_2$	$-s_3$	$-s_4$	s_1^*	$-s_2^*$	$-s_3^*$	$-s_4^*$	s_5	$-s_6$	$-s_7$	$-s_8$	s_5^*	$-s_6^*$	$-s_7^*$	$-s_8^*$
Antenne E2	s_2	s_1	s_4	$-s_3$	s_2^*	s_1^*	s_4^*	$-s_3^*$	s_6	s_5	s_8	$-s_7$	s_6^*	s_5^*	s_8^*	$-s_7^*$
Antenne E3	s_3	$-s_4$	s_1	s_2	s_3^*	$-s_4^*$	s_1^*	s_2^*	s_7	$-s_8$	s_5	s_6	s_7^*	$-s_8^*$	s_5^*	s_6^*
Antenne E4	s_4	s_3	$-s_2$	s_1	s_4^*	s_3^*	$-s_2^*$	s_1^*	s_8	s_7	$-s_6$	s_5	s_8^*	s_7^*	$-s_6^*$	s_5^*
Antenne E5	s_5	$-s_6$	$-s_7$	$-s_8$	s_5^*	$-s_6^*$	$-s_7^*$	$-s_8^*$	s_1	$-s_2$	$-s_3$	$-s_4$	s_1^*	$-s_2^*$	$-s_3^*$	$-s_4^*$
Antenne E6	s_6	s_5	s_8	$-s_7$	s_6^*	s_5^*	s_8^*	$-s_7^*$	s_2	s_1	s_4	$-s_3$	s_2^*	s_1^*	s_4^*	$-s_3^*$
Antenne E7	s_7	$-s_8$	s_5	s_6	s_7^*	$-s_8^*$	s_5^*	s_6^*	s_3	$-s_4$	s_1	s_2	s_3^*	$-s_4^*$	s_1^*	s_2^*
Antenne E8	s_8	s_7	$-s_6$	s_5	s_8^*	s_7^*	$-s_6^*$	s_5^*	s_4	s_3	$-s_2$	s_1	s_4^*	s_3^*	$-s_2^*$	s_1^*

10

(.)* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

On note que le rendement de ce code est de 1/2.

On reçoit pendant les 16 intervalles de temps, les échantillons :

$$r_n = \sum_{i=1}^8 S_{i,n} \cdot h_i + n_n \quad \text{avec } 1 < i < 8, 1 < n < 16 \text{ et } S \text{ la matrice de mapping}$$

15

correspondant au schéma d'émission ci-dessus.

En négligeant le bruit, une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs$$

avec

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ s_7 \\ s_8 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_1^* \\ r_2^* \\ r_3^* \\ r_4^* \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \\ r_5^* \\ r_6^* \\ r_7^* \\ r_8^* \end{bmatrix}$$

4.2⁷ Réception

Au décodage, on applique la matrice H^H suivie d'une égalisation MMSE de coefficient γ ,

5 $x = \gamma \cdot H^H \cdot \tilde{r} = \gamma \cdot H^H H \cdot s$, la matrice globale G s'écrit :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec} \quad A = 2 \cdot (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2)$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\} \text{ et}$$

$$\gamma = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

On note que A suit une loi de χ_2^8 (diversité 8).

Les 2 étapes de l'invention s'effectuent comme suit :

4.2.1 Diagonalisation

5

La matrice utilisée pour diagonaliser G est :

$$\Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J \\ -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$10 \quad G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix}$$

Une détection linéaire est donc possible, on obtient $\hat{s}^{(0)}$, puis après décision $\bar{s}^{(0)}$.

4.2.2 Annulation d'interférences

15

On reconstruit les interférences en multipliant le vecteur $\bar{s}^{(p-1)}$ des données estimées à l'étape précédente par la matrice J_3 :

$$J_8 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par soustraction de ces interférences au signal décodé x , on en déduit $\bar{s}^{(p)}$.

4.3 Résultats

La figure 7 présente les performances du système proposé avec le code de rendement 1/2 pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage de canal (Efficacité spectrale = 1 bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blancs (non filtrés) et constants sur 16 temps symboles.

La courbe Lin donne les performances du code détecté linéairement (décodage brut). Itel et Itel2 représentent les performances des 2 premières itérations du système proposé tandis que la courbe optimum donne la borne optimale du système consistant en une annulation parfaite des interférences (filtre adapté).

La courbe ML, trop longue à simuler, n'est pas présentée dans les résultats (elle serait en toute évidence confondue avec la courbe itel2). On remarque qu'en comparaison avec le code à rendement 3/4, les performances de itel2 se rapprochent encore un peu plus de l'optimal.

5. Association avec le technique de précodage linéaire

Le précodage introduit par V. Le Nir dans [10] permet de gagner en diversité tout en restant à même efficacité spectrale et ce pour des codes espace-temps orthogonaux.

5.1 Schéma original

Dans ce document, on propose une approche destinée aux codes espace-temps orthogonaux, selon laquelle les symboles à émettre sont précodés avec une matrice de précodage linéaire particulière, avant d'être codés selon un codage

espace-temps par blocs. Cette approche permet de simplifier le traitement à la réception.

5.2 Approche selon l'invention

Pour des codes espace-temps non orthogonaux, le schéma de précodage présenté dans ce document ne fonctionne plus, du fait des interférences créées par la non-orthogonalité des codes.

Pour de tels codes, l'invention permet un décodage simple en exploitant au mieux les diversités apportées par le code espaces-temps et également par le schéma de précodage. La figure 8 présente un système code espace-temps (non orthogonal) associé avec du précodage, ainsi que le récepteur correspondant.

On prévoit donc à l'émission un précodage 81, du type proposé dans 10, puis un entrelacement 82 et un codage espace-temps 83. Les signaux sont émis à l'aide de n antennes d'émission E_i , via n canaux de transmission h_p , vers une antenne de réception R_i (plusieurs antennes de réception peuvent bien sûr être prévues).

A la réception, on effectue tout d'abord un décodage espace-temps 84, symétrique du codage effectué à l'émission, puis une égalisation 85, par exemple de type MMSE.

On retrouve ensuite les différentes itérations, selon l'approche décrite précédemment :

- itération 1 : diagonalisation 86, détaillée en figure 9 ;
- itérations suivantes : annulation d'interférences 87_2 à 87_p , détaillée en figure 10.

Comme illustré en figure 9, l'étape de diagonalisation comprend tout d'abord une diagonalisation 91 proprement dite, telle que décrite précédemment. Elle est suivie d'une opération de prédécodage inverse 92, symétrique du précodage effectué à l'émission, puis d'une estimation des symboles 93. On effectue ensuite un nouveau précodage 94, identique à celui réalisé à l'émission, sur les symboles estimés.

Le signal correspondant alimente la première itération d'annulation

d'interférences, comme illustré en figure 10. Il est multiplié par une matrice d'interférence 1011, dont le résultat est soustrait (1012) du signal égalisé, pour effectuer l'annulation d'interférence 101. Dans le cas de la mise en œuvre de décisions souples, une information de fiabilité 1013 peut être prise en compte.

5 Ensuite, dans chaque itération, on répète les opérations également effectuées lors de l'étape de diagonalisation : prédécodage inverse 102, symétrique du précodage effectué à l'émission, puis estimation des symboles 103. On effectue ensuite un nouveau précodage 104, identique à celui réalisé à l'émission, sur les symboles estimés. Le résultat $\tilde{s}^{(p-1)}$ est ré-introduit dans l'itération suivante ou, pour la dernière itération, pris en compte pour la suite du traitement.

10 5.3 Résultats

On reprend les conditions de simulations du système à 4 antennes d'émissions. (code espace-temps de Jafarkhani, canal de Rayleigh blanc non filtré et constant sur 4 temps symboles, modulation QPSK, sans codage de canal, efficacité spectrale de 2 bits/Hz). Le précodage est choisi de longueur 64, l'entrelacement est de type IQ, uniforme et de longueur 10000 temps symboles.

Les résultats sont illustrés sur la figure 11.

20 Lin représente les performances du système décodé linéairement (décodage brut) avec précodage 64. It1 et It2 représente les performances des 2 premières itérations du système proposé. Enfin Optimum est la borne optimale du système avec précodage : annulation optimale des interférences et précodage.

25 La courbe It2 montre que l'approche de l'invention tire parti des 2 diversités : précodage et code espace-temps. La diversité résultante est de $64 \times 4 = 256$. Soit une diversité quasi-gaussienne et ce pour une efficacité spectrale de 2 bits/Hz. Pour gagner encore en diversité, on peut utiliser l'un des deux codes à 8 antennes présentés précédemment.

30 6. Utilisation d'un précodage par étalement de spectre

Une approche similaire peut être utilisé avec un précodage par étalement de spectre, en utilisant par exemple les techniques CDMA, MC-CDMA, WCDMA, DANS-CDMA,...

La figure 12 illustre le principe général de cette approche. On effectue à l'émission un étalement de spectre 121, par exemple par code MC-CDMA, sur un ensemble de k usagers. On applique ensuite un code espace-temps 122.

5 A l'aide de n FFT inverse 123₁ à 123 _{n} , on effectue n modulations OFDM, émises sur n antennes E_1 à E_n . L'antenne de réception R_1 reçoit le signal correspondant à la transmission via les n canaux h_1 à h_n , auquel s'ajoute (124) le bruit additif n .

10 On effectue tout d'abord, à la réception, une démodulation OFDM, à l'aide d'une FFT 125, puis, de la même façon que déjà décrit, un décodage espace-temps 126, et une égalisation 127. On retrouve ensuite les étapes de diagonalisation 128 et les p itérations d'annulation d'interférences 129₂ à 129 _{p} .

15 La diagonalisation, illustrée en figure 13, est similaire à celle décrite précédemment, l'opération de prédécodage consistant en un désétalement MC-CDMA 131 suivant le code usager considéré en réception, et l'opération de précodage en un étalement MC-CDMA 132 suivant le code usager considéré en réception.

On retrouve également ces opérations de désétalement 141 et d'étalement 142 dans chaque itération d'annulation d'interférences, comme illustré en figure 14.

20 Les autres opérations illustrées sur ces figures 13 et 14 ne sont pas rediscutées : elles sont identiques à celles décrites précédemment, en relation avec les figures 9 et 10.

25 On notera par ailleurs que, dans le cas d'un tel précodage par étalement de spectre, il est possible d'effectuer le même traitement d'une façon différente, en intégrant dans la matrice globale non seulement le codage, le canal et le décodage, mais également l'étalement et le désétalement.

30 Dans ce cas, la dimension de la matrice G utilisée pour la diagonalisation et l'annulation d'interférences est supérieure à celle du code espace-temps, mais le traitement global est simplifié. D'une façon générale, il est à noter que dans tous les cas, la taille de cette matrice peut être supérieure à celle du code espace-temps,

contrairement à l'approche proposée par Boariu.

La figure 15 présente les résultats de cette approche pour un code de longueur 16, 8 utilisateurs et sur un nombre de porteuses égal à 1.

5 On compare la technique de filtrage MRC (Maximum Ration Combining) avec l'approche de l'invention mettant en œuvre une égalisation (ici de type MMSE (Minimum Mean Square Error)). Cette seconde approche donne de bien meilleurs résultats.

7. Avantages de l'invention

10 Selon ces différents aspects, l'invention présente de nombreux avantages, tels que :

- la reconstruction avec prise en compte des fiabilités au fil des itérations (à inclure par exemple dans schéma avec précodage) ;
- l'application possible aux canaux avec IES ;
- l'utilisation d'un nombre quelconque d'antennes (4, 8, ...) ;
- 15 – l'utilisation avec n'importe quel code espace-temps ;
- l'association avec un précodage de diversité ;
- la mise en œuvre d'une égalisation...

Annexe 1 : références

-
1. Tujkovic D., "Recursive Space-Time Treillis Codes for Turbo coded Modulation", IEEE GLOBECOM, 2000, p. 1010-1015, vol.2
 - 5 2. Jayaweera S.K., Poor H.V., " Turbo (iterative) decoding of a unitary space-time code with a convolutional code", IEEE VTC Spring 2002, p. 1020 –1024, vol.2
 3. Guillen i Fabregas A., Caire G., "Analysis and design of natural and threaded space-time codes with iterative decoding", Conference on Signals, Systems and Computers, 2002, p. 279-283, Vol. 1
 - 10 4. G. Bauch, N. Al-Dahir, "Reduced-complexity Space-Time Turbo-Equalization for Frequency-Selective MIMO Channels", IEEE journal on Selected areas in communications, 2002
 5. Boariu A., Ionescu M., "A class of nonorthogonal rate-one space-time block codes with controlled interference", IEEE trans. on wireless comm., mar. 2003, pp. 270-276, vol. 2
 - 15 6. Tirkkonen O., Boariu A. et Hottinen A., "Minimal non-orthonality rate 1 space-time block code for 3+ tx antennas , in proceedings of IEEE ISSTA'00, sept. 2000, New jersey, USA.
 7. Jafarkhani H., "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code", IEEE WCNC, 2000, p. 1457-1458 vol.1
 - 20 8. Alamouti S. M., "A Simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communications", IEEE JSAC, oct 1998, p. 1457-1458
 9. Tarokh V., Jafarkhani H. et Calderbanck R. "Space-time block coding for wireless communications: performance results", IEEE JSAC, mar. 1999, pp. 451-460, vol. 17
 - 25 10. V. Le Nir et M. H  lard, "Reduced-complexity space-time block coding and decoding schemes with block linear precoding", Electronics Letters, 10th July 2003, Vol. 39, N   14.

REVENDICATIONS

1. Procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une étape de décodage espace-temps et au moins deux itérations comprenant chacune les sous-étapes suivantes :

- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé.

2. Procédé de décodage selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :

- décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, délivrant un signal décodé ;
- égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;
- diagonalisation, correspondant à une première itération, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :
 - multiplication dudit signal égalisé par une matrice diagonale obtenue par diagonalisation d'une matrice globale de codage/canal/décodage tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage, et d'une matrice d'interférence représentative d'au moins un canal de transmission ;
 - prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
 - estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
 - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en

œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé ;

au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :

- 5
- soustraction audit signal égalisé dudit signal estimé multiplié par ladite matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé ;
 - prédécodage de diversité dudit signal optimisé, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;

- 10
- estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
 - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé.

15

3. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que, lesdits symboles codés étant émis à l'aide d'au moins deux antennes, on tient compte des différents canaux de transmission correspondants.

20

4. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 2 et 3, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation met en œuvre une égalisation de type MMSE, EGC ou ZF.

25

5. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 2 à 4, caractérisé en ce que lesdites étapes d'estimation de symboles mettent en œuvre une décision souple, associant une information de confiance à une décision, et en ce que la ou lesdites étapes de soustraction tiennent compte desdites informations de confiance.

6. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que ledit signal reçu est un signal multiporteuse.

7. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que ledit précodage est obtenu par l'une des méthodes suivantes :

- étalement de spectre ;

– précodage linéaire.

8. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de quatre antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}, \text{ représentant l'interférence, et}$$

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

où : $H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$ est une matrice regroupant le codage et

l'interférence

et SNR représente le rapport signal à bruit.

9. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de huit antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec $A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$ et

$$J = 2\text{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

et
$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

où :
$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

est une matrice regroupant le codage et l'interférence

et SNR représente le rapport signal à bruit.

- 5 10. Procédé de codage et de décodage, caractérisé en ce que le codage met en œuvre une matrice de codage espace-temps telle que :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

et en ce que le décodage est un décodage selon la revendication 9.

11. Récepteur mettant en œuvre des moyens de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps,

- 5 – caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, et :
- des moyens de prédécodage de diversité dudit signal optimisé, effectuant un prédécodage inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- 10 – des moyens d'estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
- des moyens de précodage de diversité, effectuant un précodage identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission,
- 15 appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé,

lesdits moyens étant mis en œuvre pour au moins deux itérations de traitement.

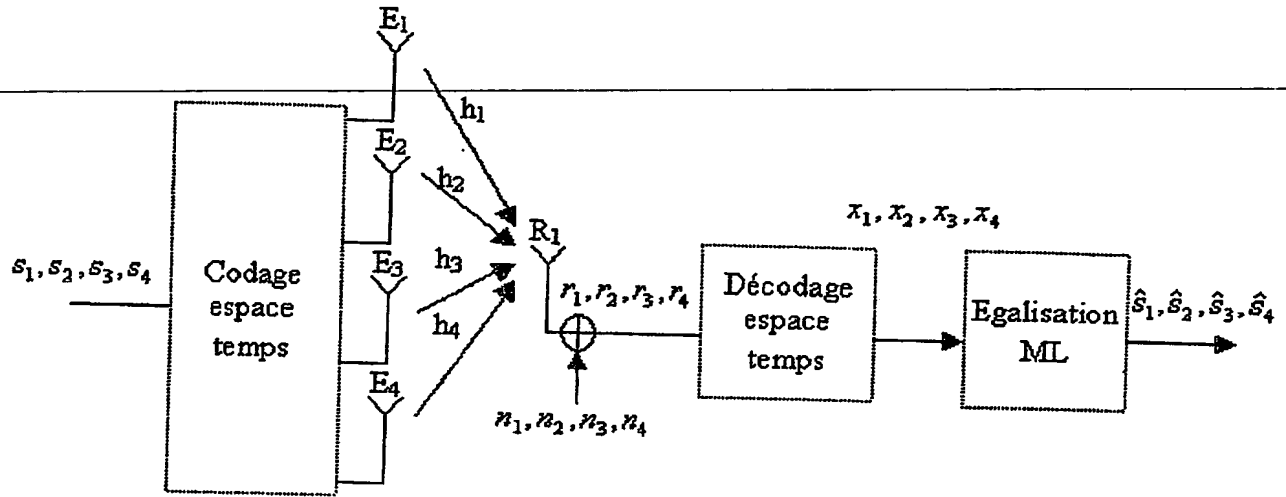


Fig. 1

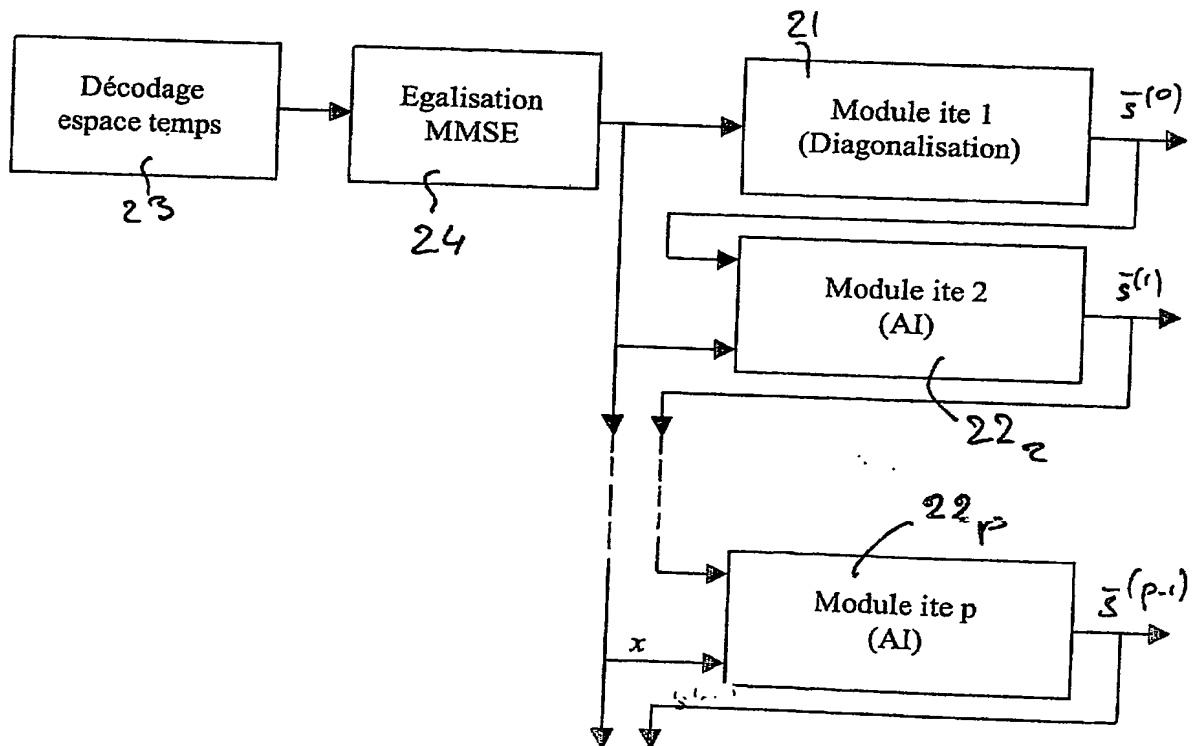


Fig. 2

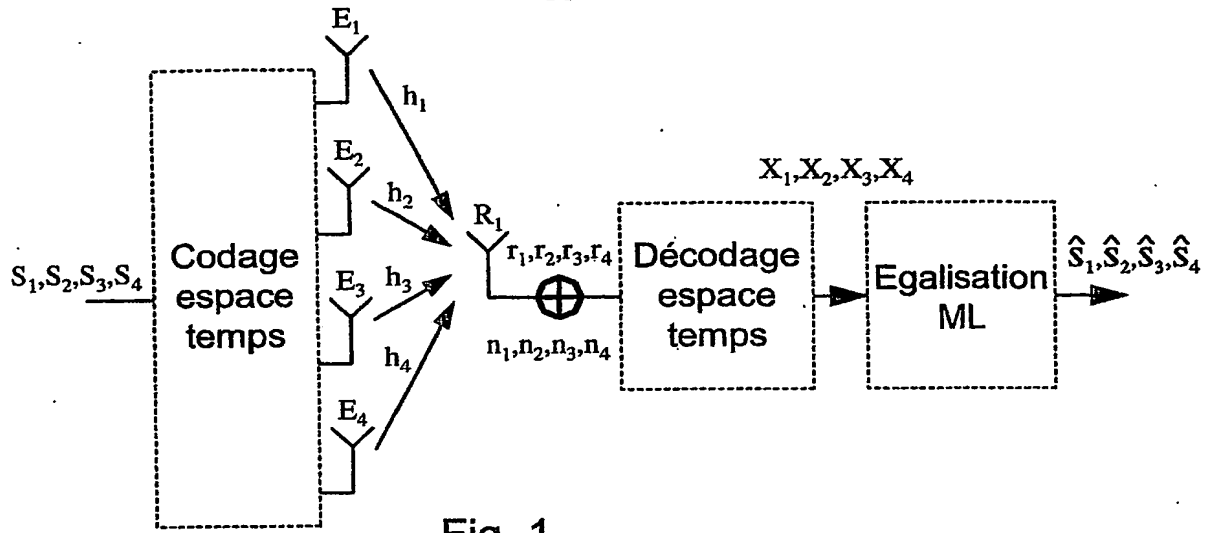


Fig. 1

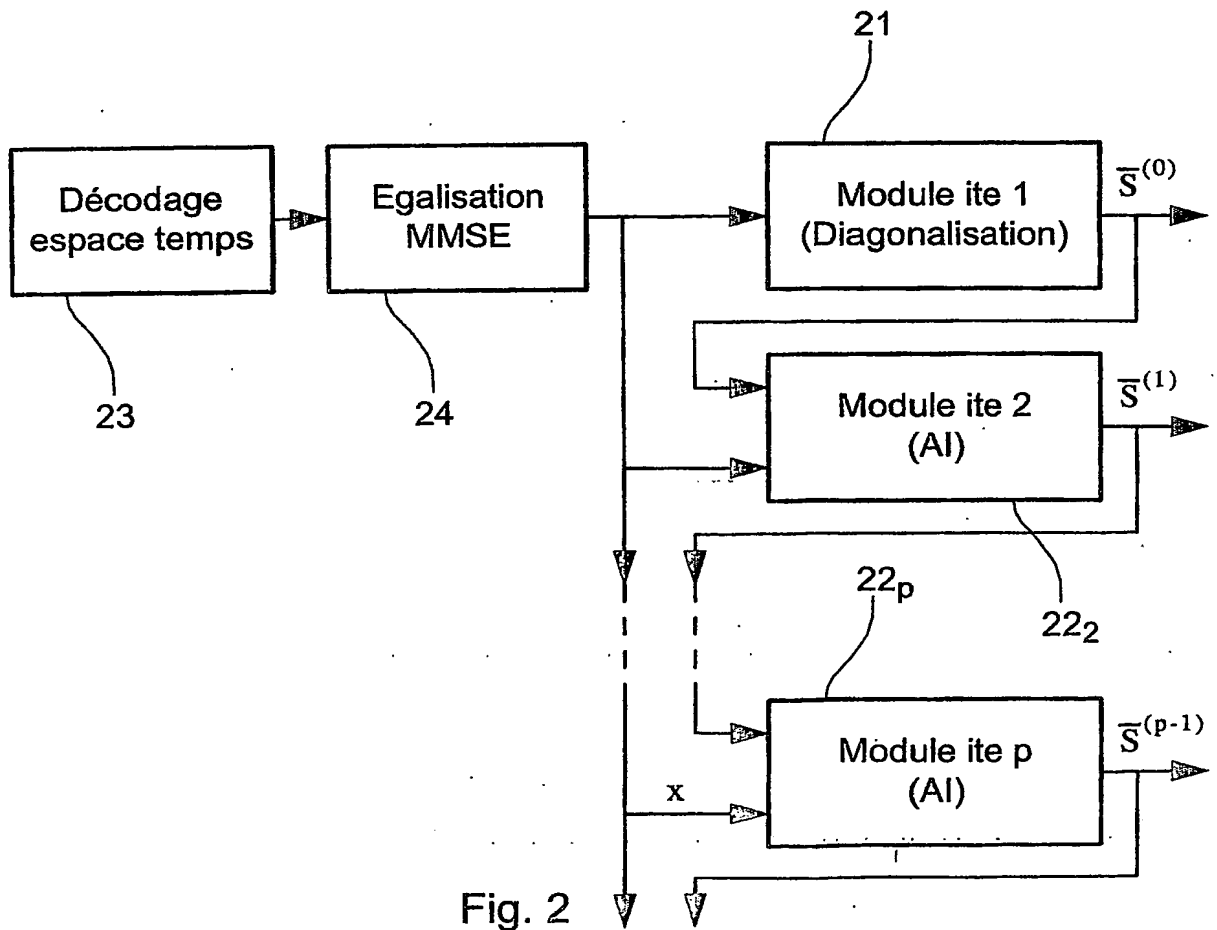


Fig. 2

2/11

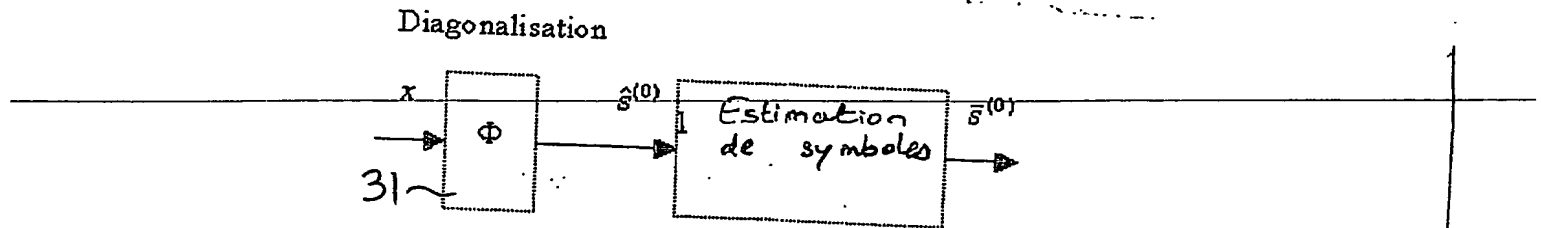


Fig. 3

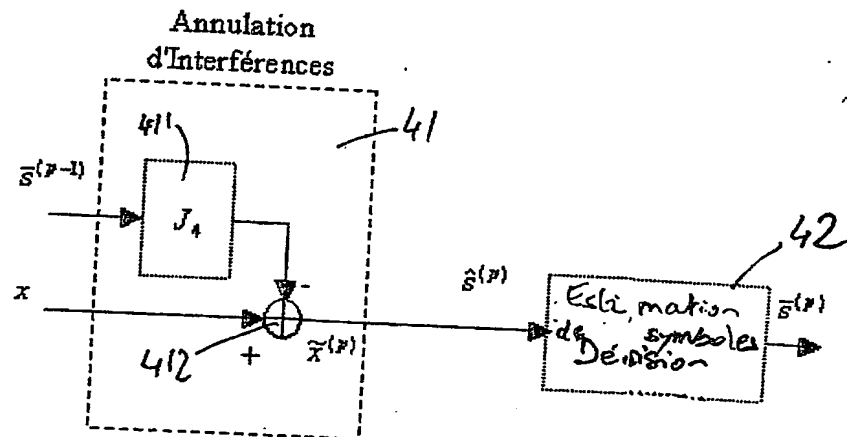
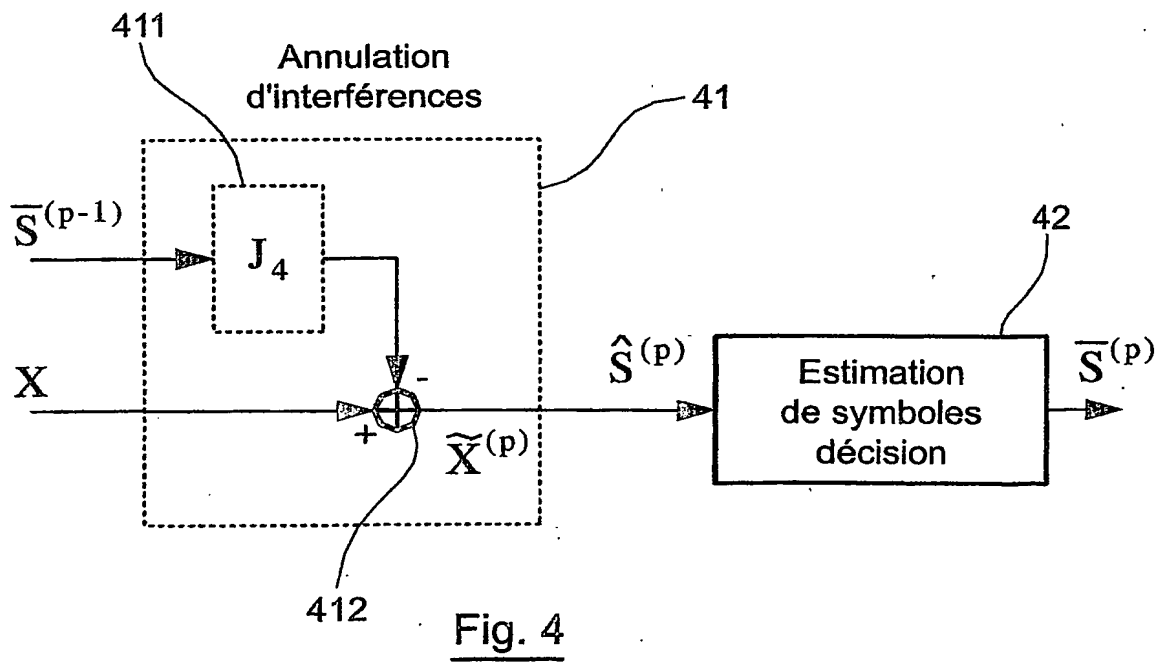
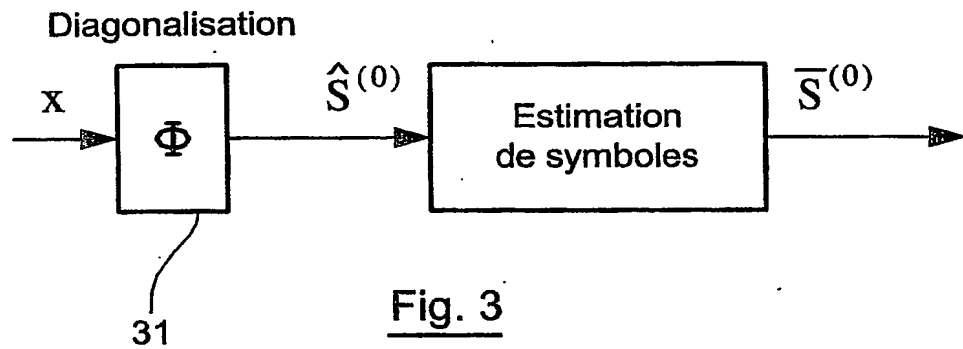


Fig. 4

2/11



3/11

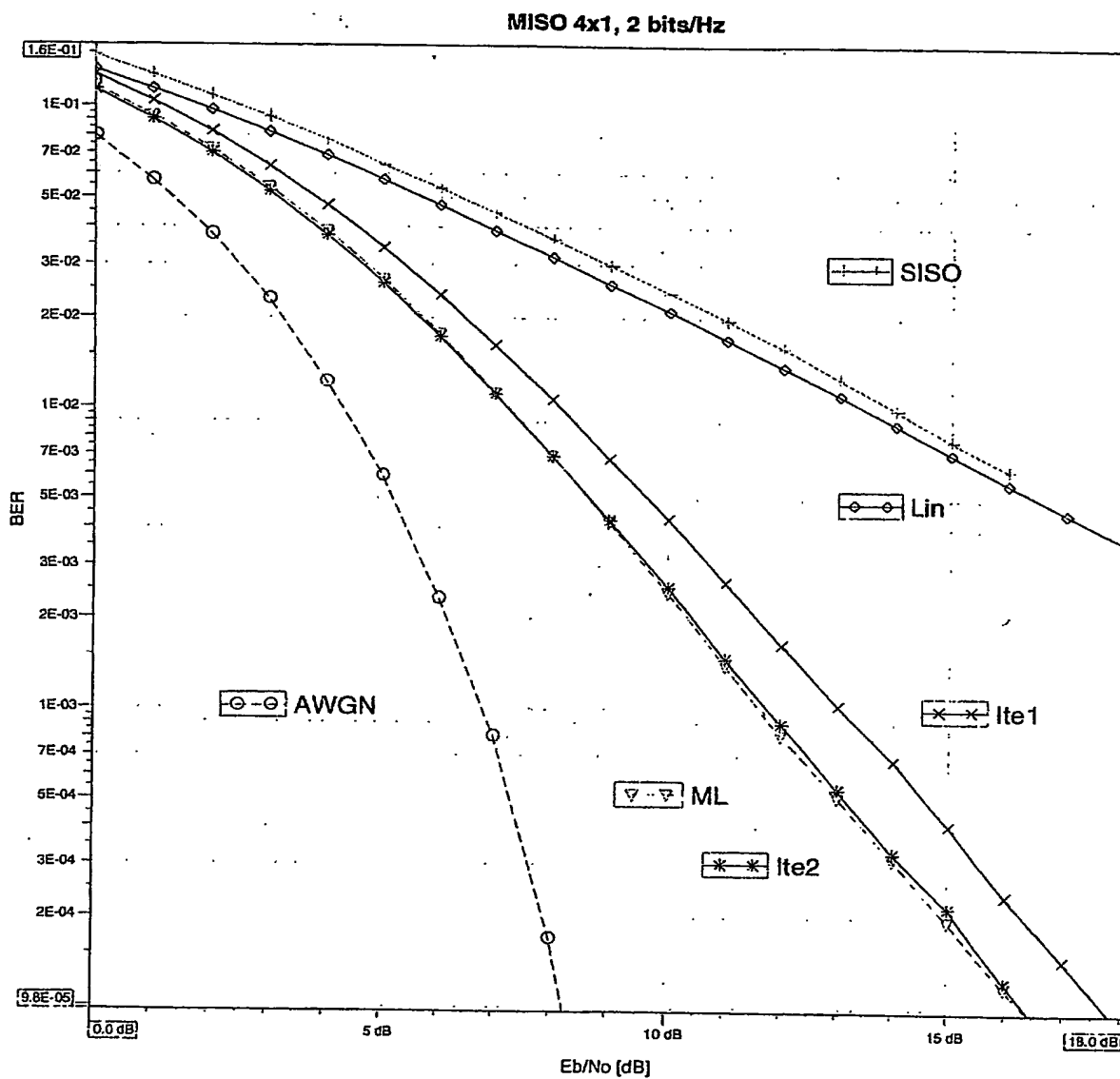


Fig. 5

3/11

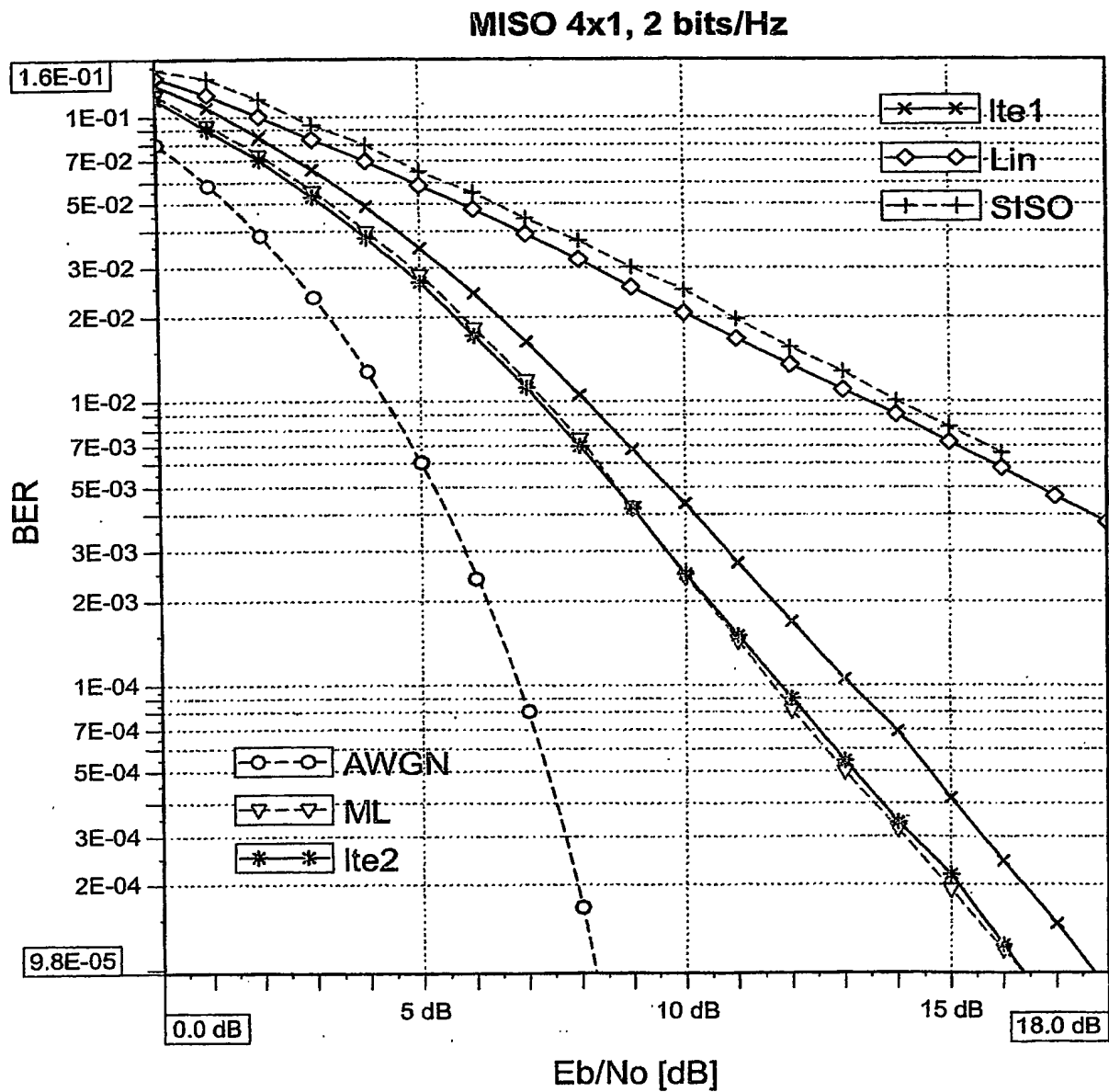


Fig. 5

4/11

MISO 8x1, 1.5 bits/Hz

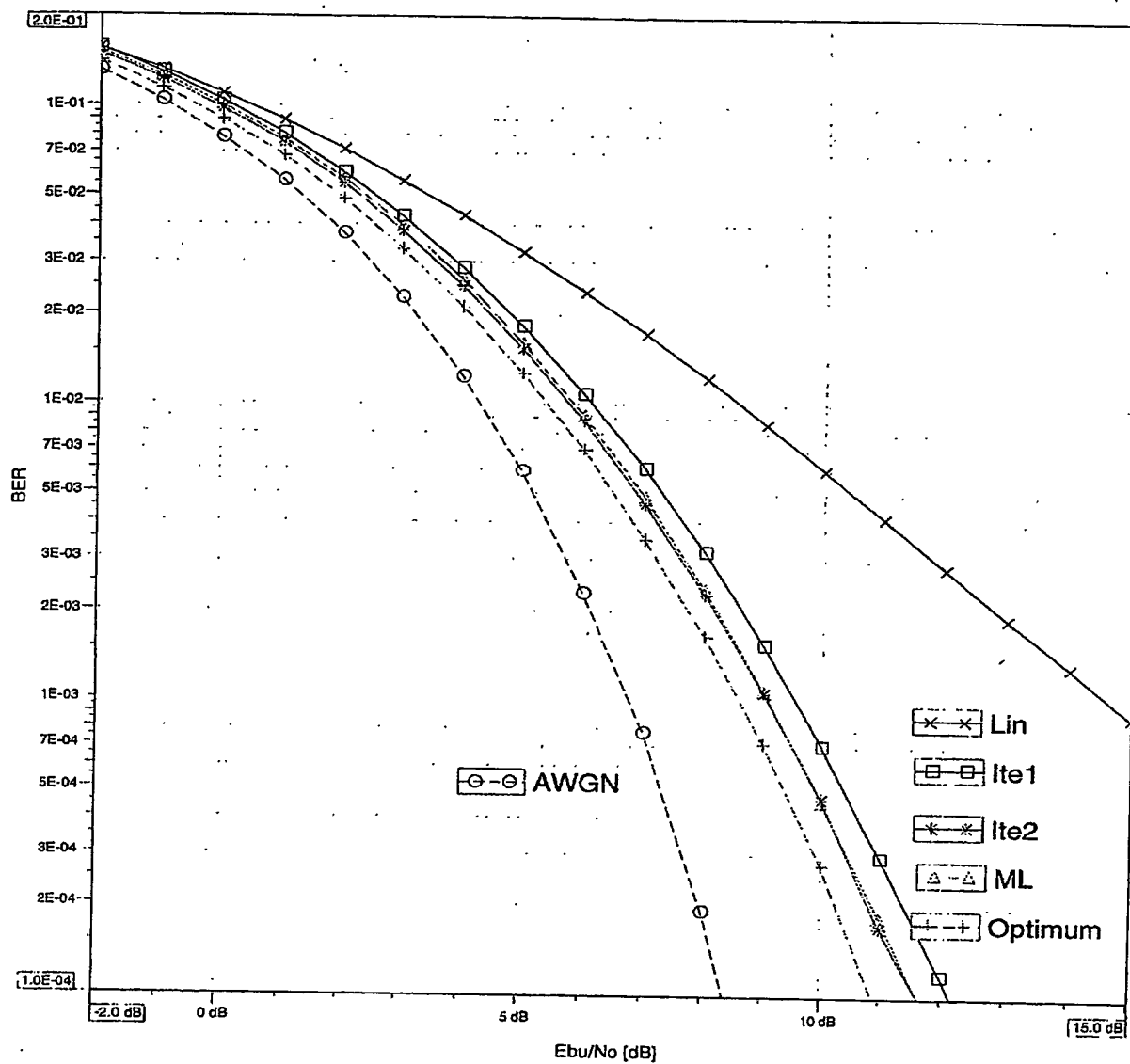


Fig. 6

4/11

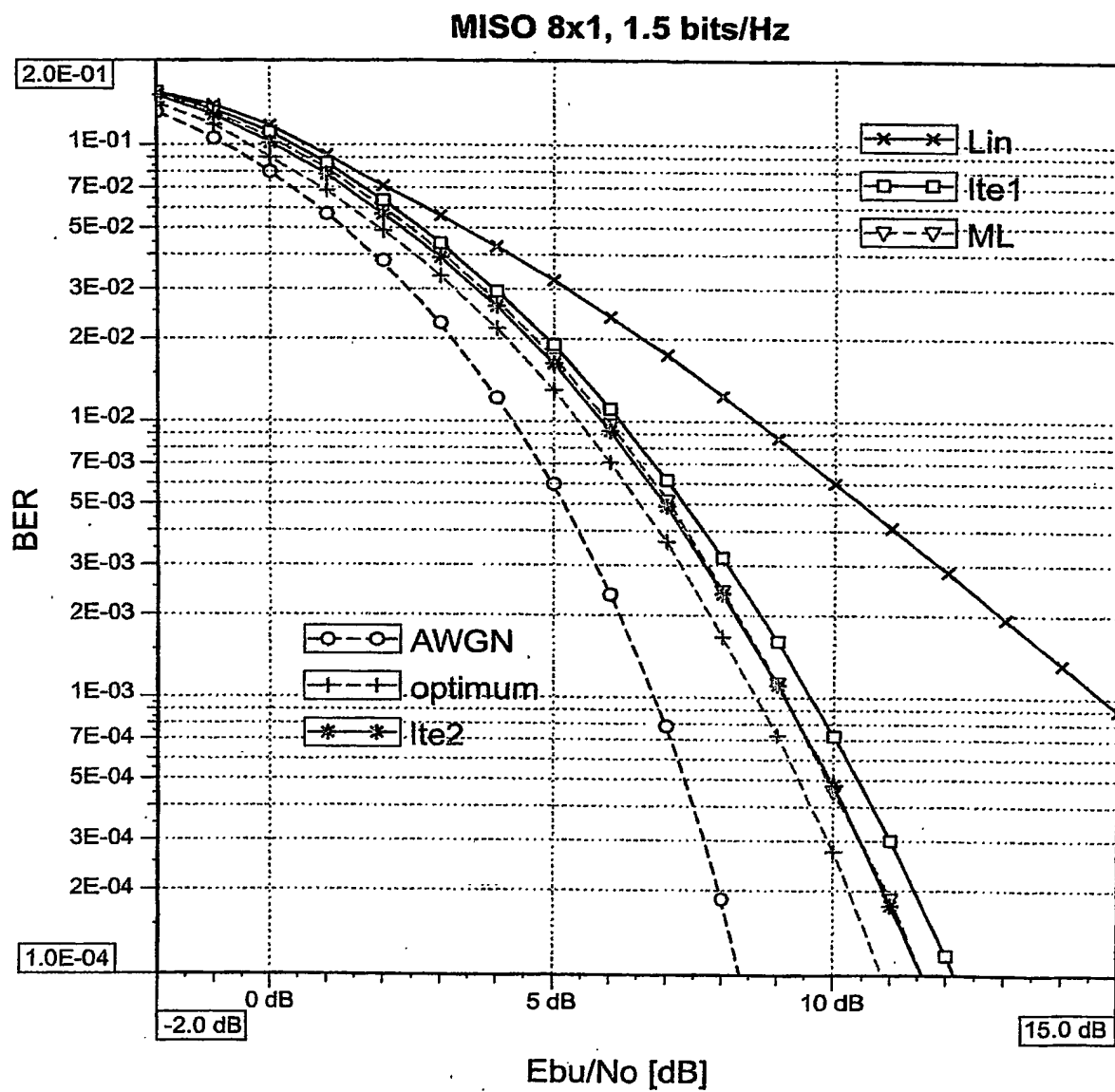


Fig. 6

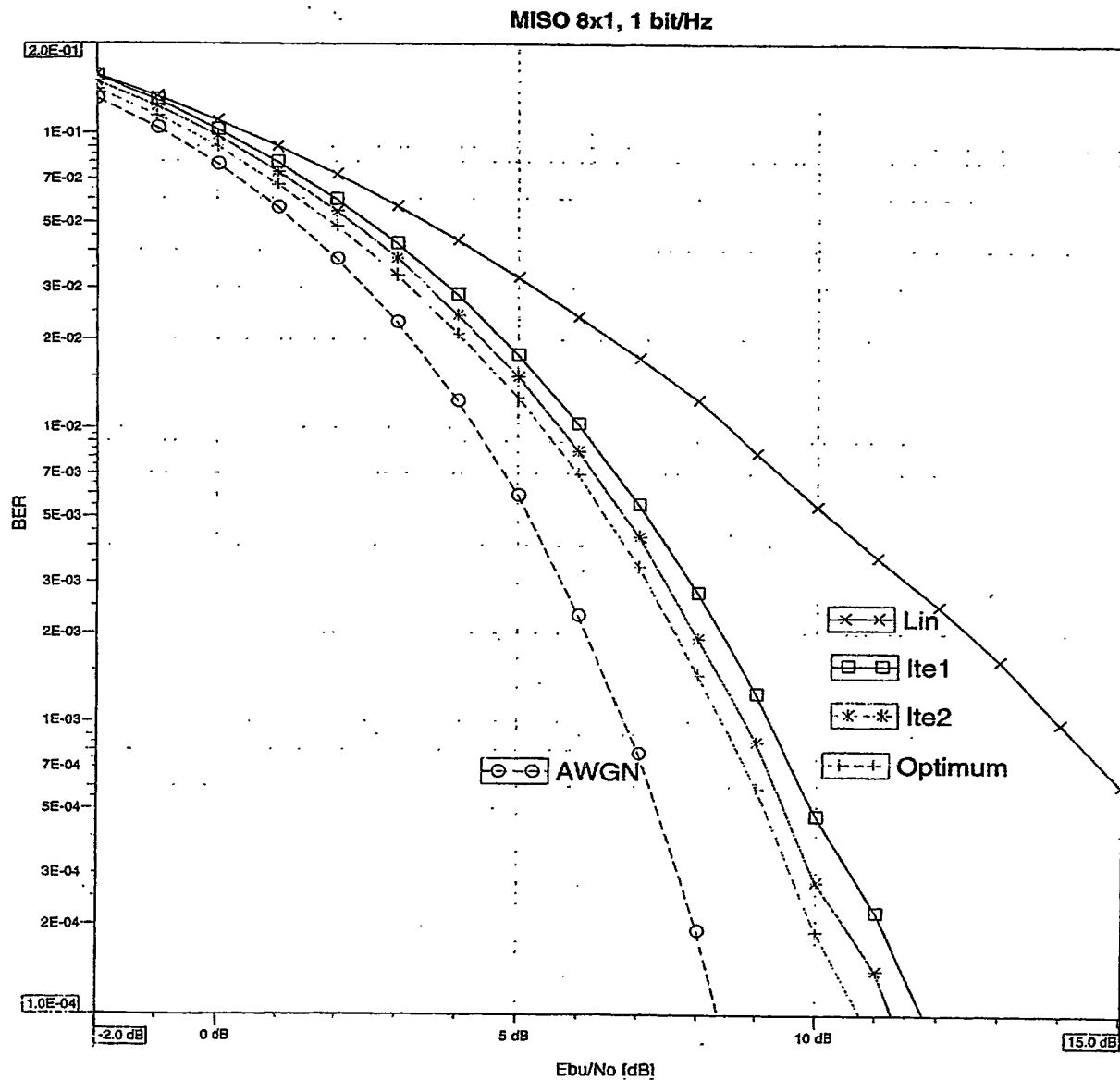


Fig. 1

5/11

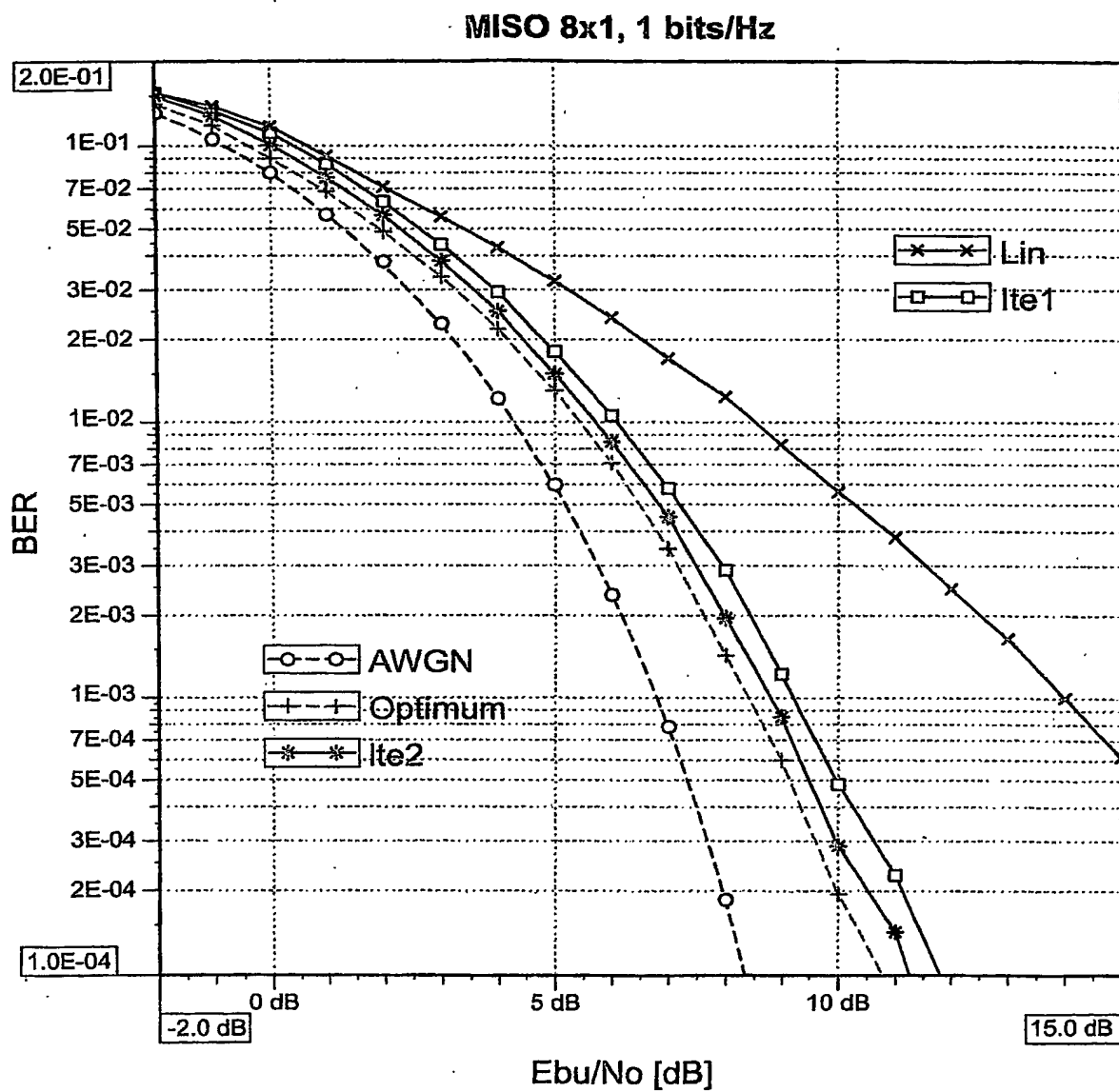


Fig. 7

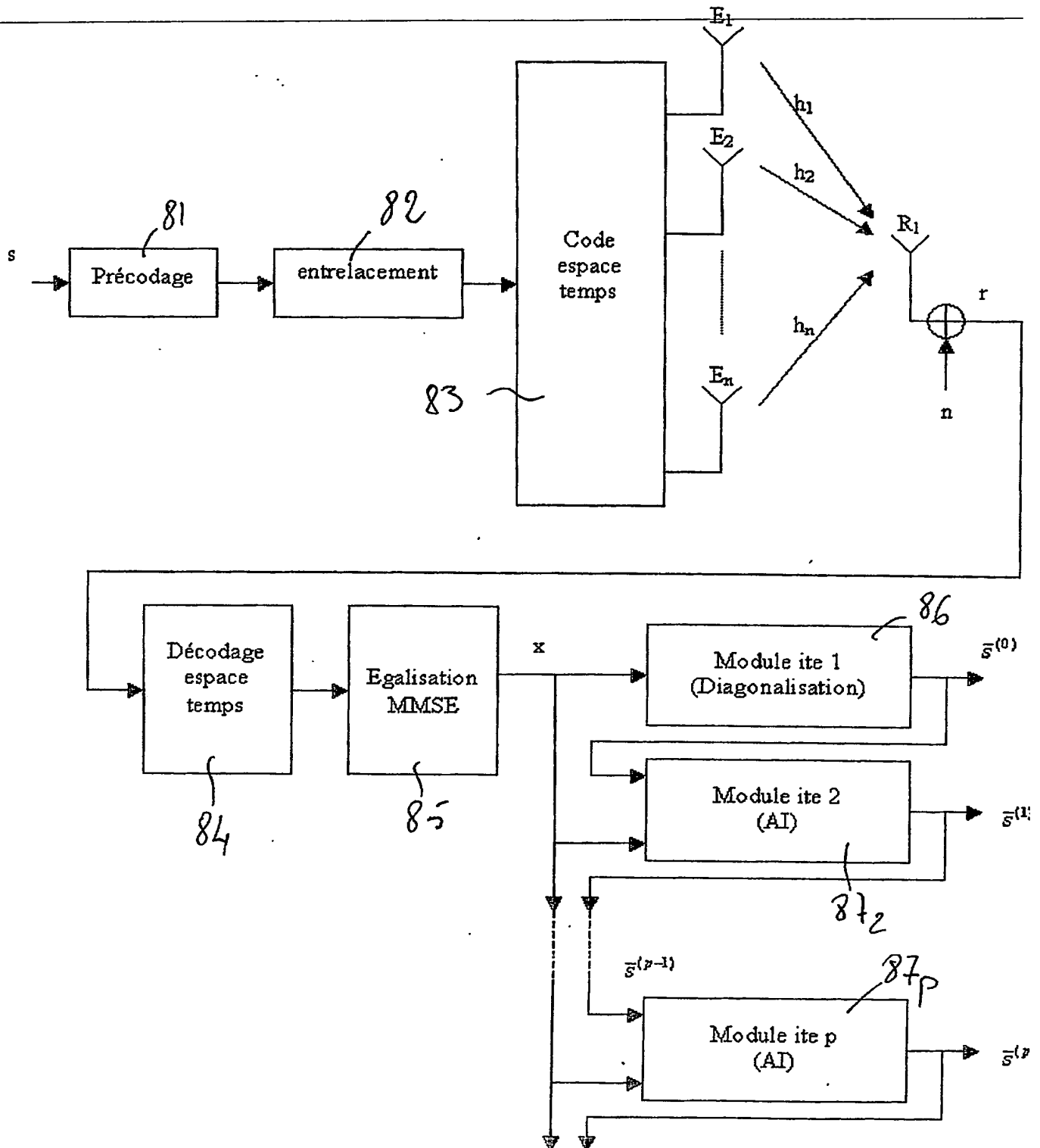


Fig. 8

6/11

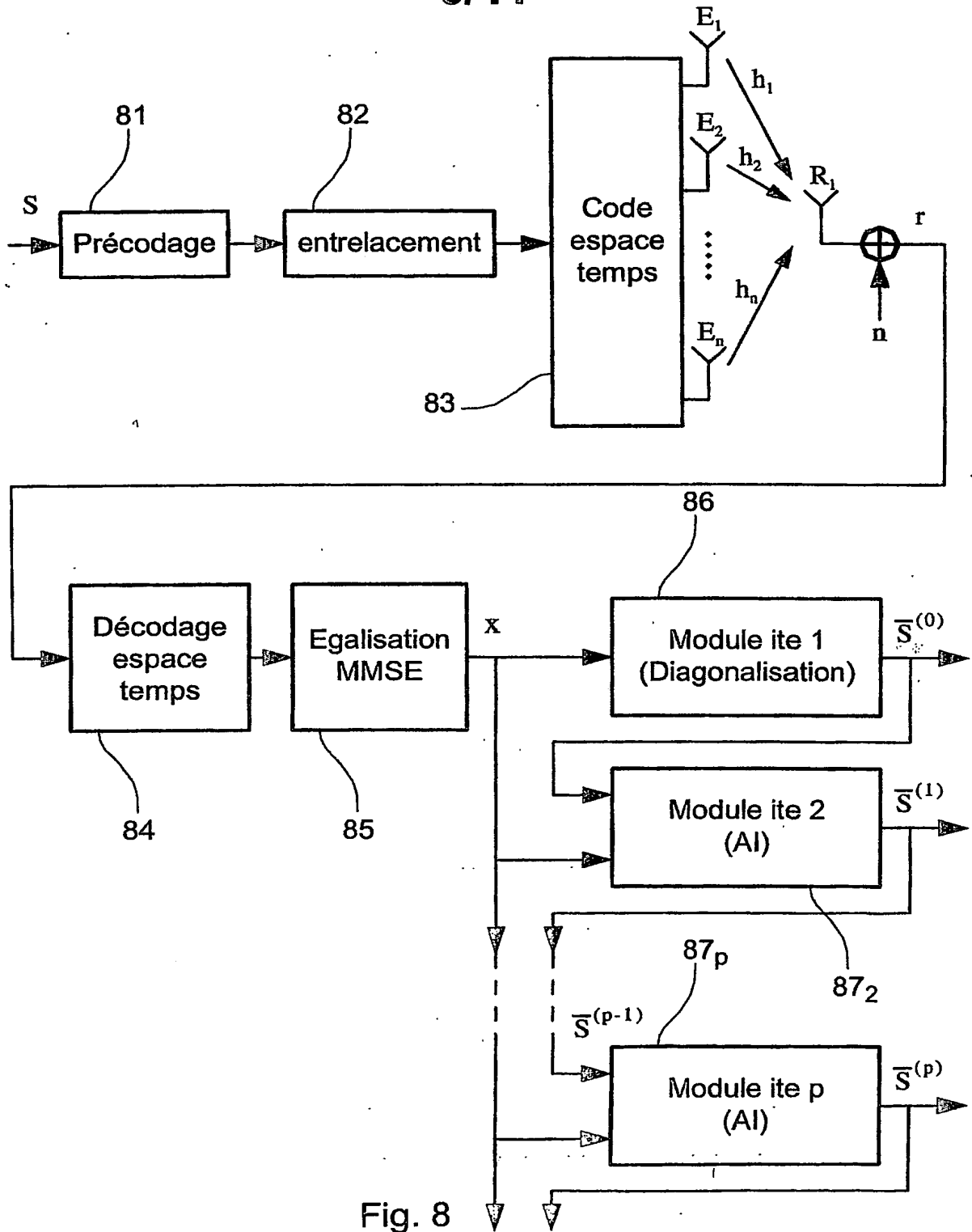


Fig. 8

7/11

Diagonalisation

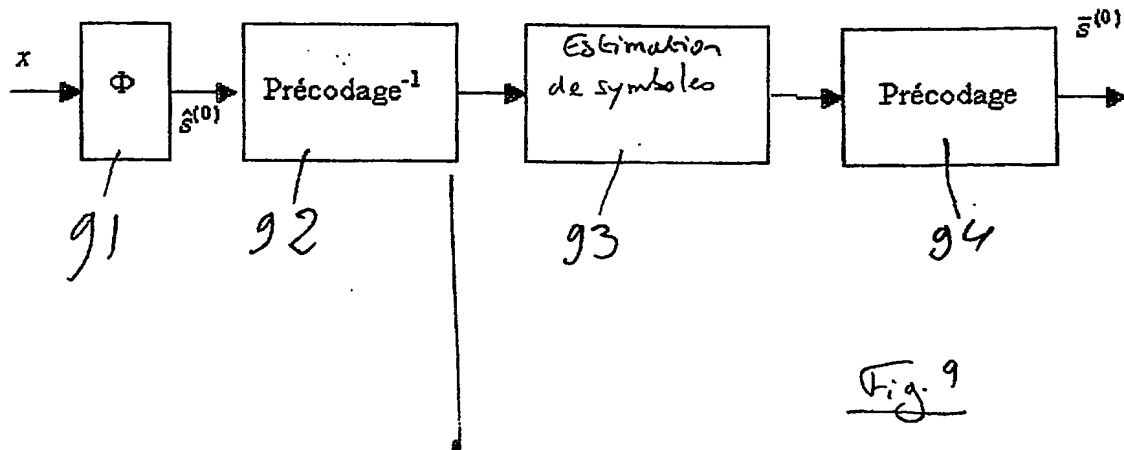


Fig. 9

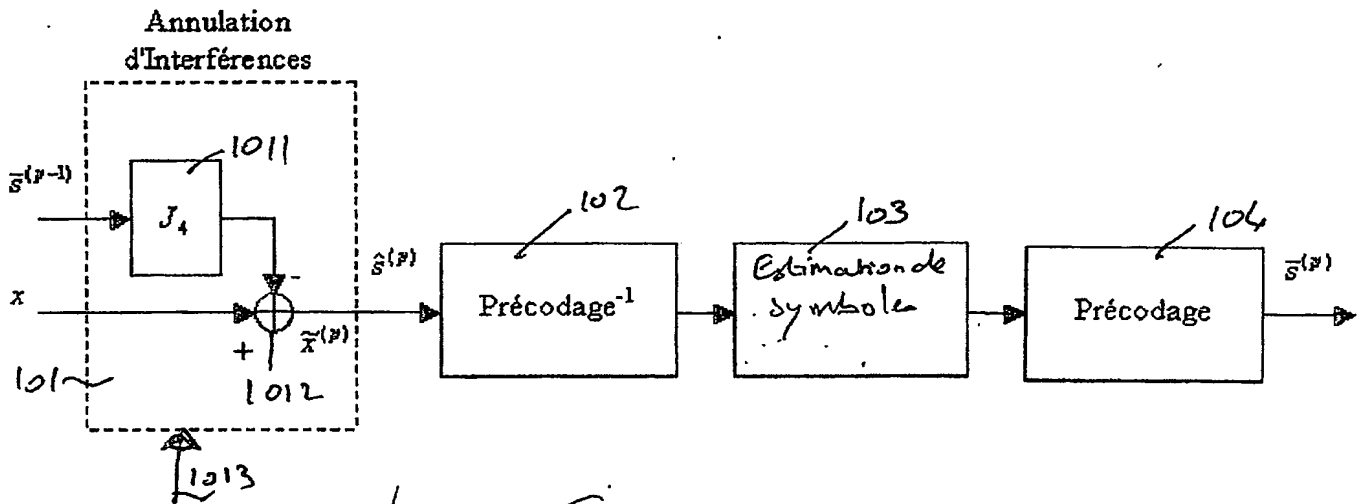
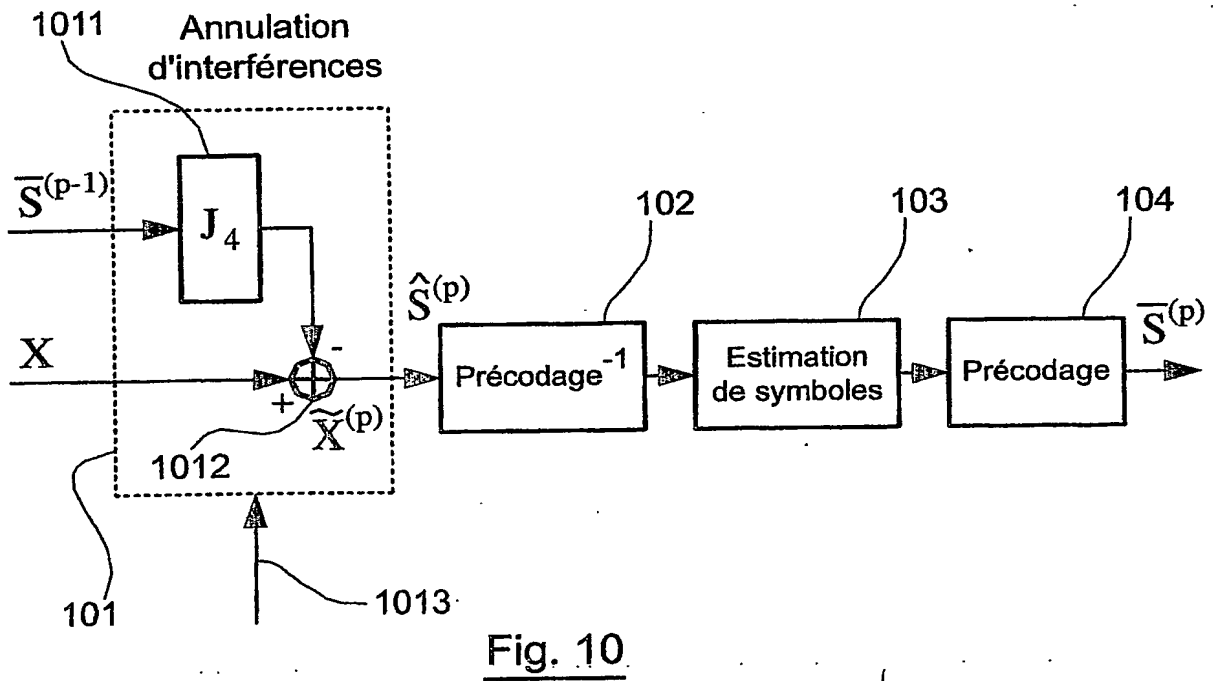
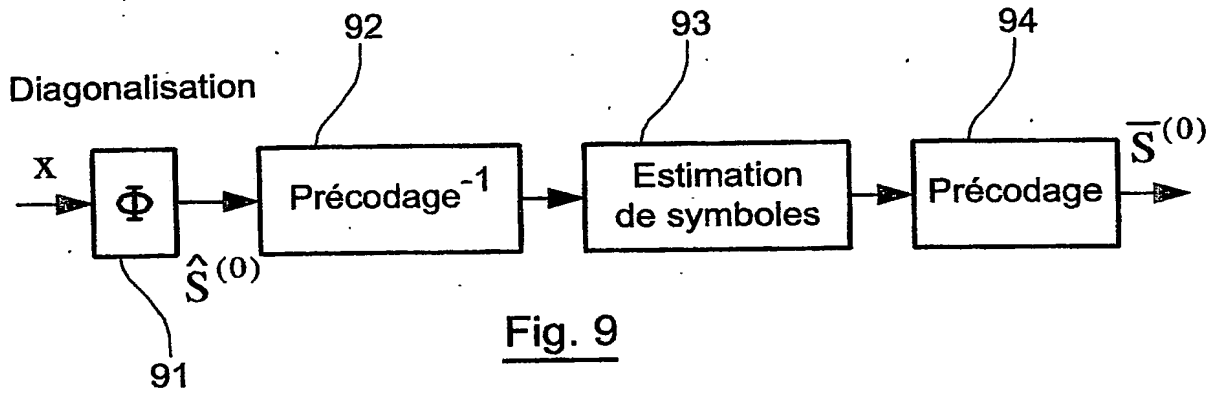


Fig. 10



8/11

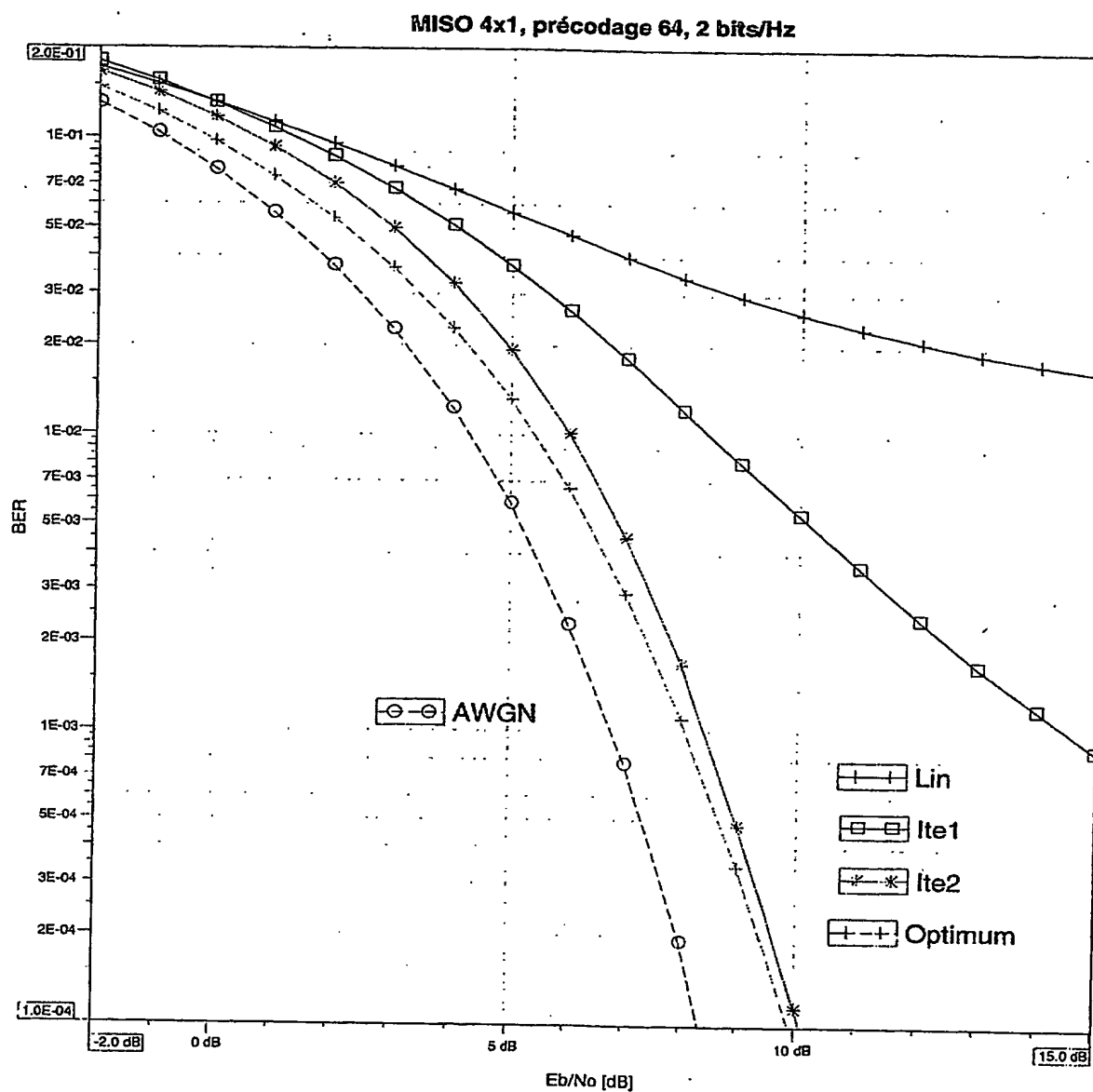


Fig. 11

8/11

MISO 4x1, précodage 64, 2 bits/Hz

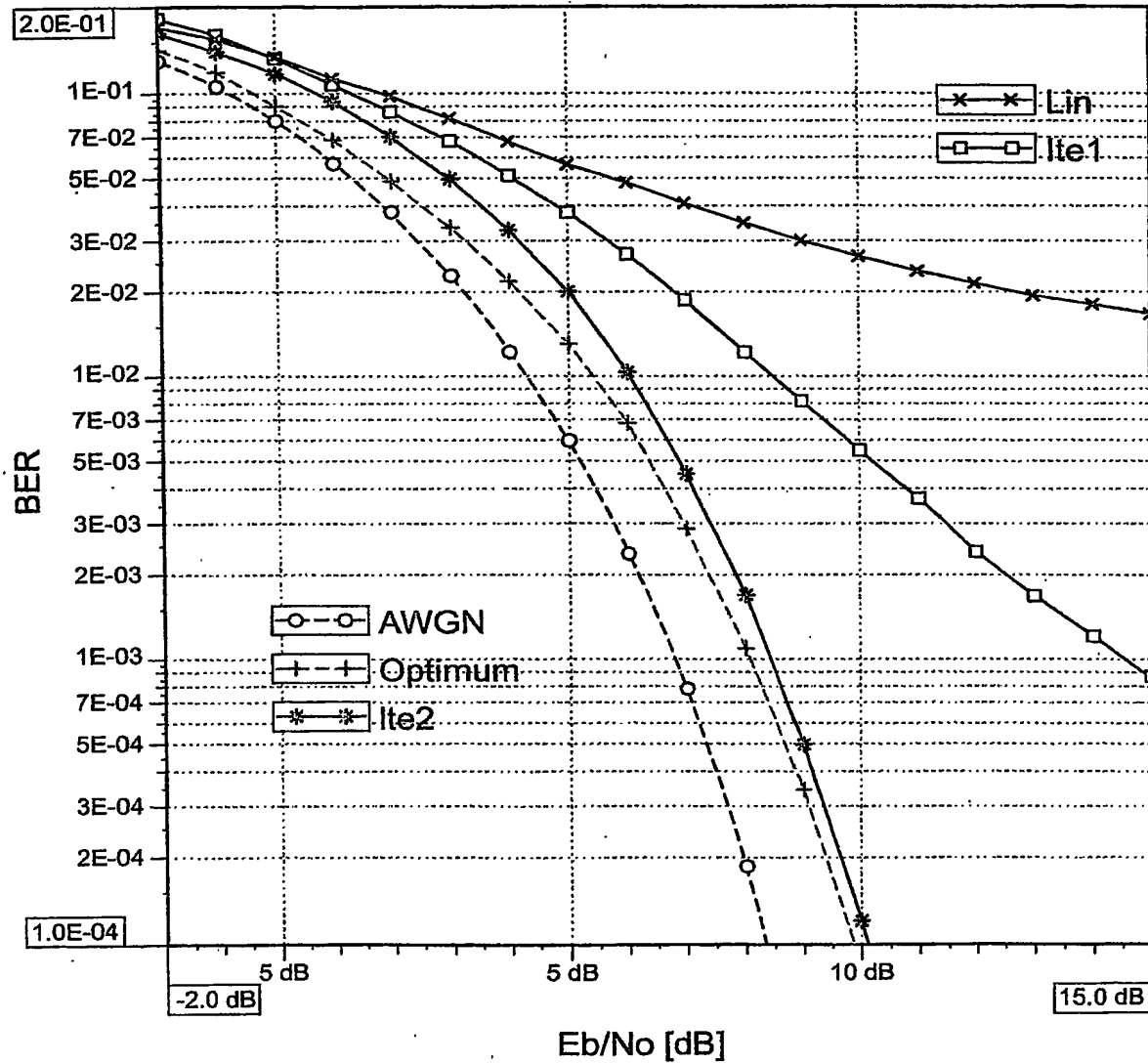
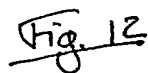


Fig. 11

9/11



9/11

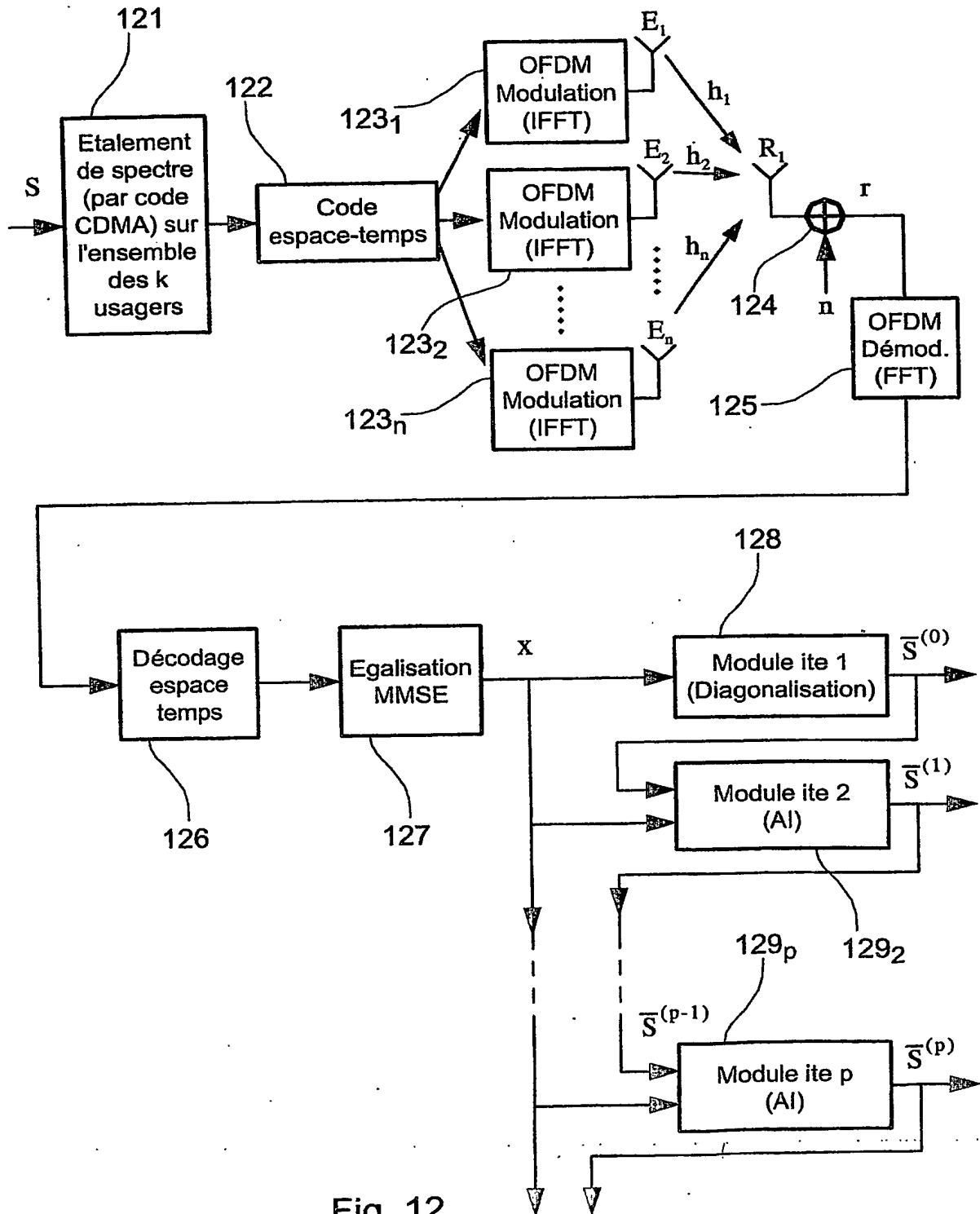
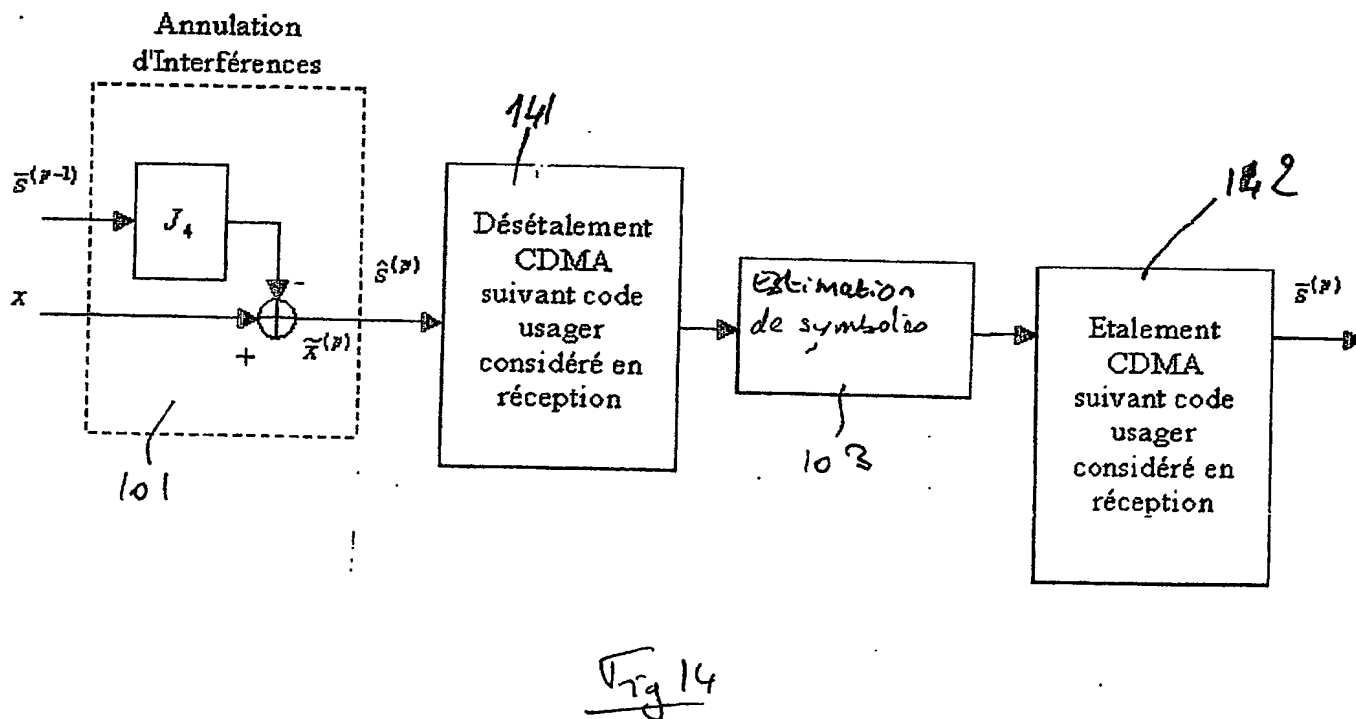
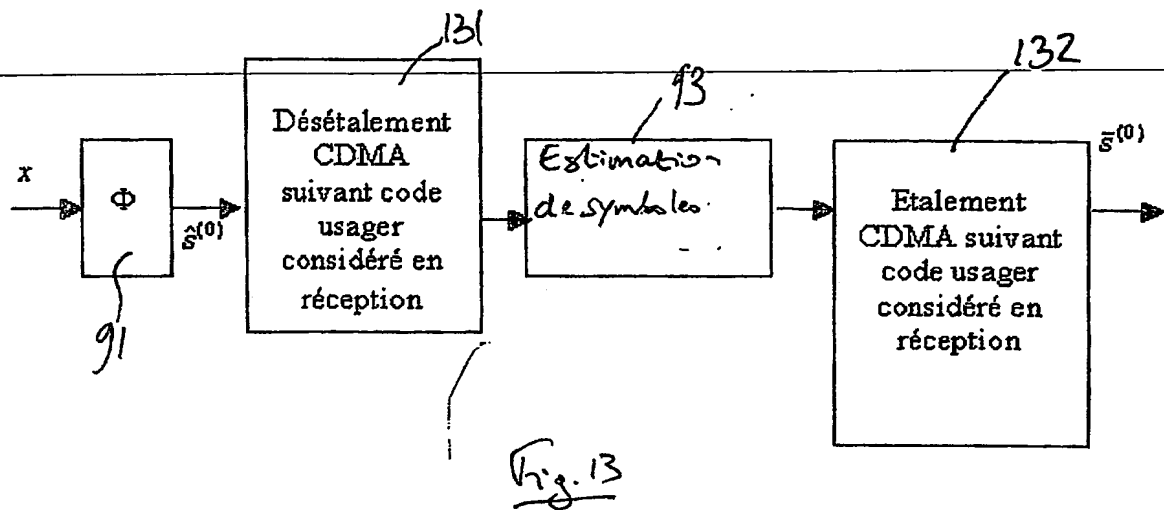


Fig. 12

10/11

Diagonalisation



10/11

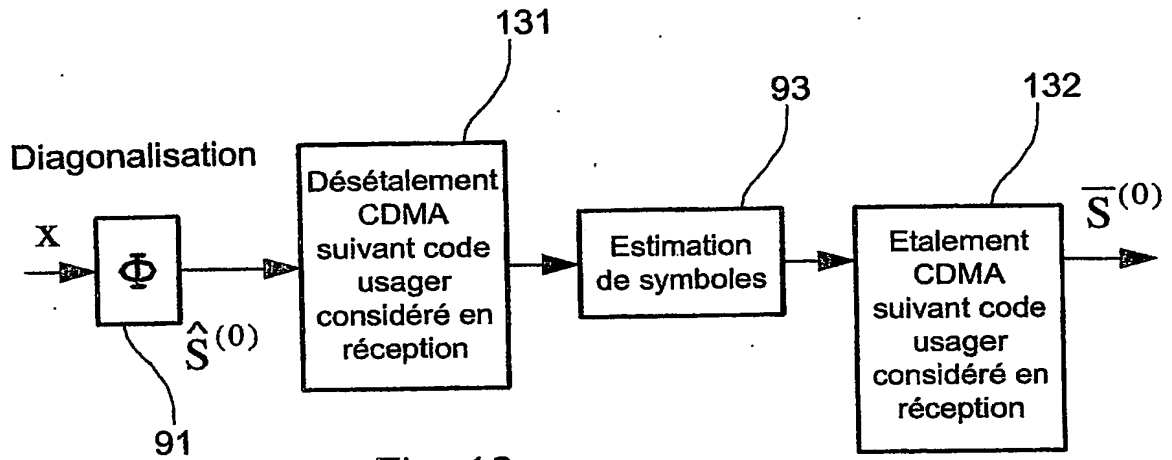


Fig. 13

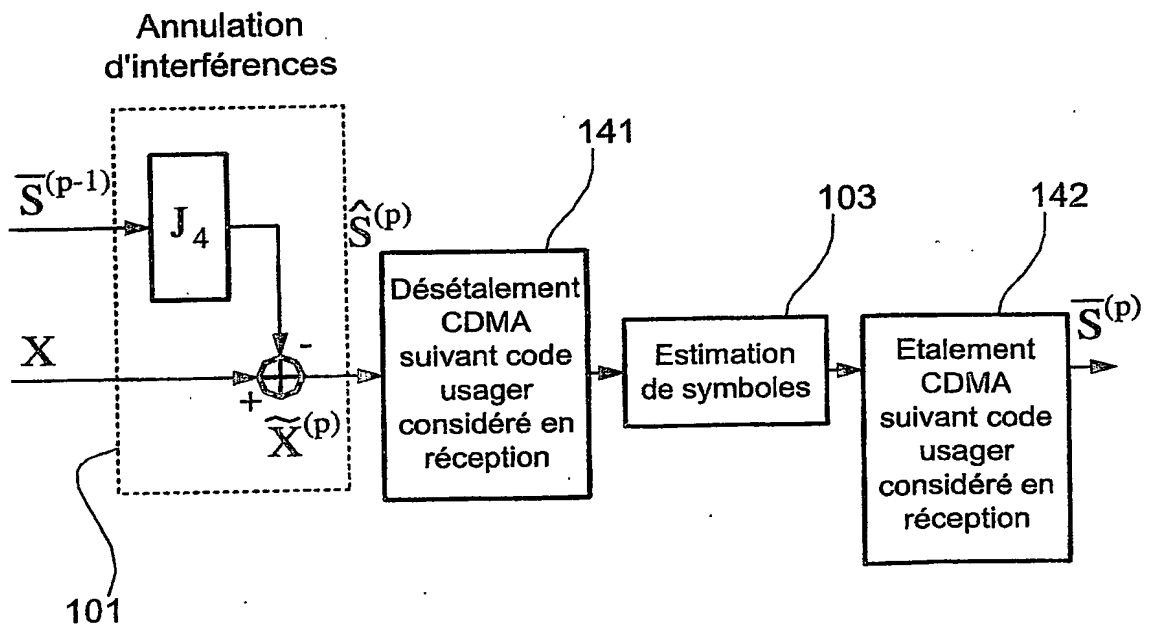


Fig. 14

11/11

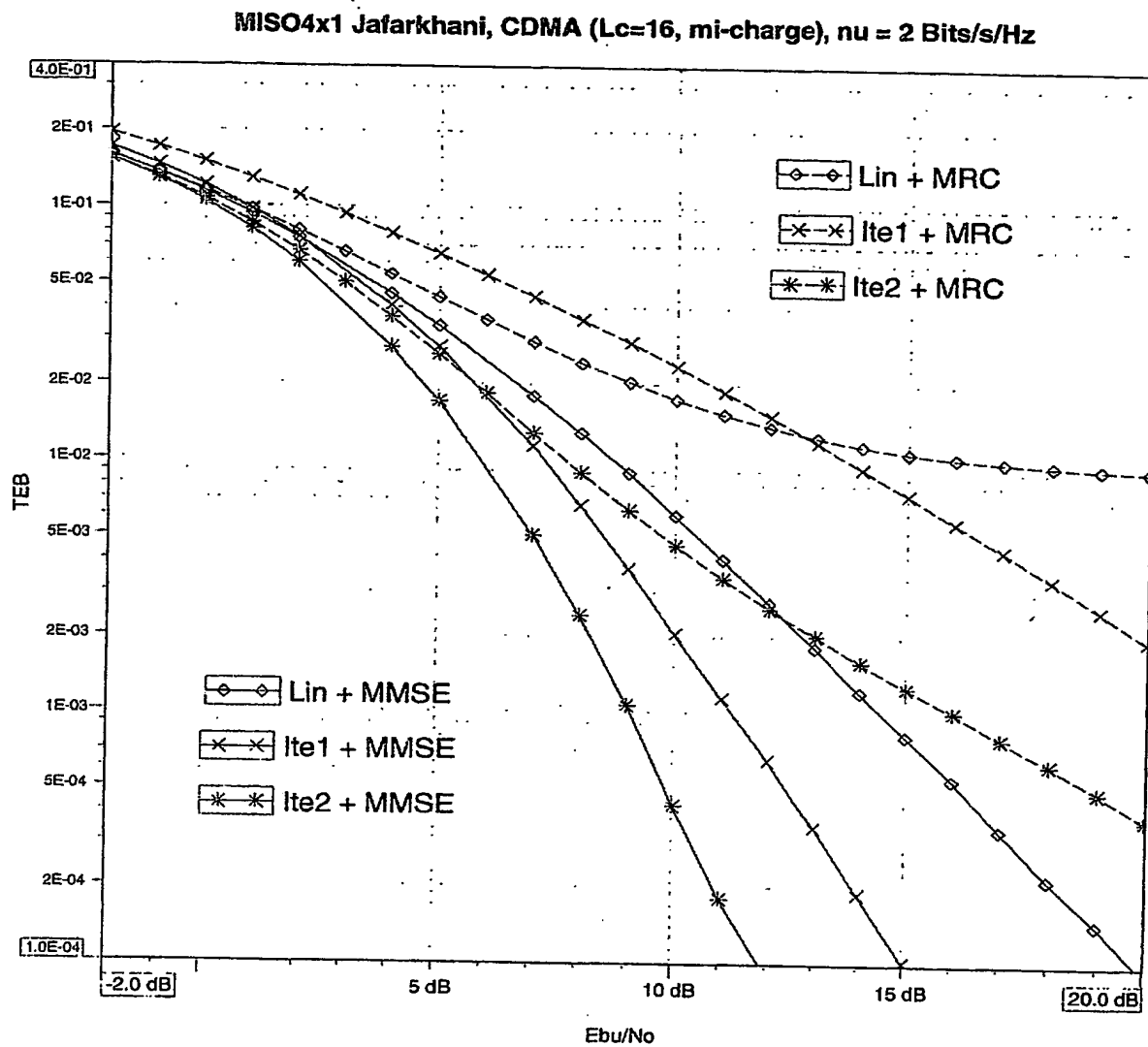


Fig. 15

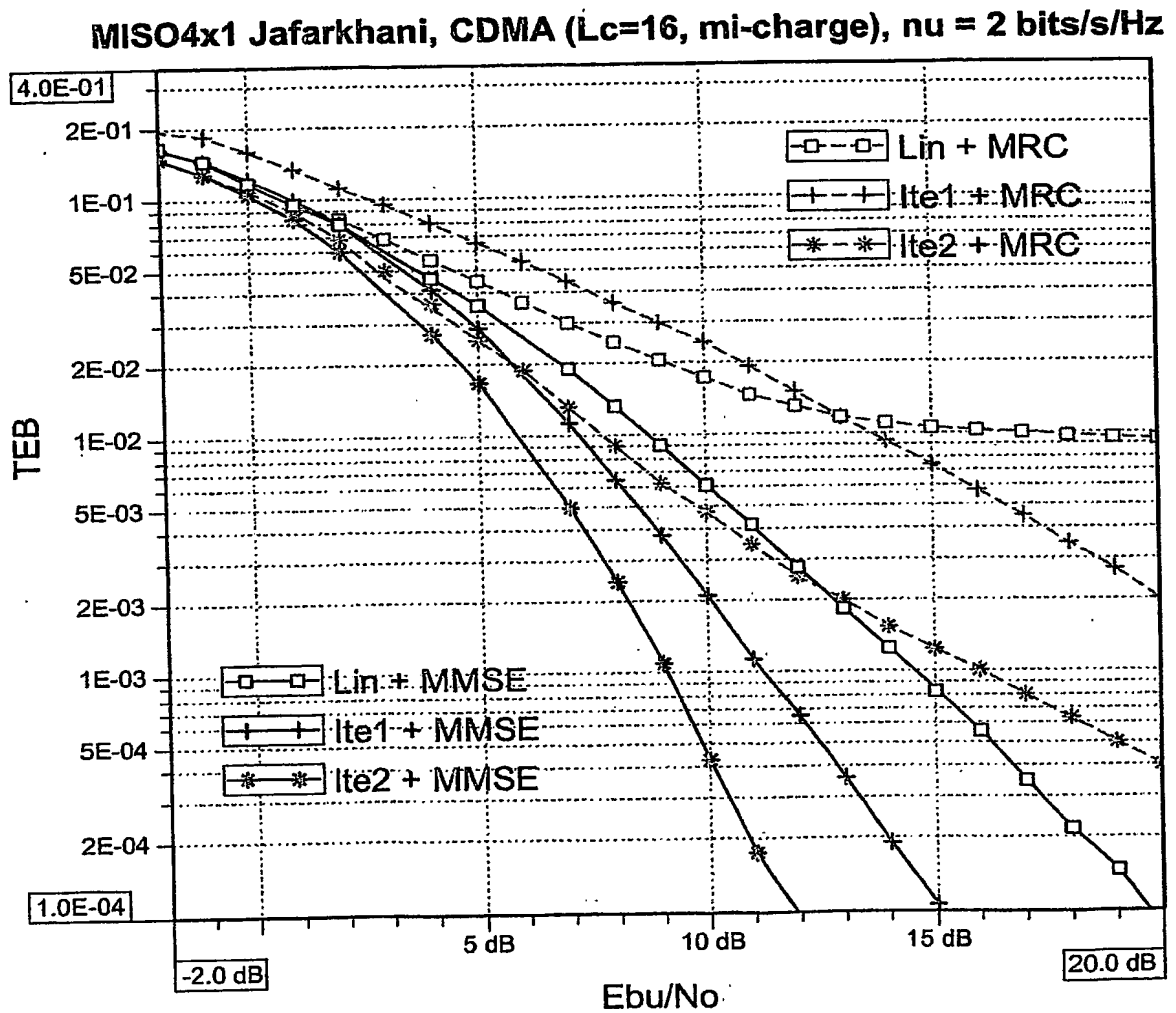


Fig. 15



BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

N° 11235*03

DÉPARTEMENT DES BREVETS

 26 bis, rue de Saint Pétersbourg
 75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04 Télécopie : 33 (1) 42 94 86 54

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° 1.../2...

(À fournir dans le cas où les demandeurs et les inventeurs ne sont pas les mêmes personnes)



Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 @ W / 270601

Vos références pour ce dossier (facultatif)

R9131FR

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

0310360

TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)

Procédé de décodage d'un signal codé à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, récepteur et procédé de codage et de décodage correspondants

LE(S) DEMANDEUR(S) :

 FRANCE TELECOM
 6, Placé d'Alleray
 75015 PARIS

DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) :

1	Nom	HELARD
	Prénoms	Maryline
Adresse	Rue	5, rue Charles Demange
	Code postal et ville	3 5 1 7 0 0 RENNES
Société d'appartenance (facultatif)		
2	Nom	BOUVET
	Prénoms	Pierre-Jean
Adresse	Rue	75 avenue Aristide briand
	Code postal et ville	3 5 1 0 1 0 RENNES
Société d'appartenance (facultatif)		
3	Nom	LE NIR
	Prénoms	Vincent
Adresse	Rue	59, Boulevard de Strasbourg
	Code postal et ville	3 5 1 0 1 0 RENNES
Société d'appartenance (facultatif)		

S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez plusieurs formulaires. Indiquez en haut à droite le N° de la page suivi du nombre de pages.

 DATE ET SIGNATURE(S)
 DU (DES) DEMANDEUR(S)
 OU DU MANDATAIRE
 (Nom et qualité du signataire)

le 28 octobre 2003

P. VIDON Mandataire (CPI 92-1250)

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04 Télécopie : 33 (1) 42 94 86 54

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° 2../2..

(À fournir dans le cas où les demandeurs et les inventeurs ne sont pas les mêmes personnes)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 6 / 270601

Vos références pour ce dossier (facultatif)		R9131FR
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		0310360
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)		
Procédé de décodage d'un signal codé à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, récepteur et procédé de codage et de décodage correspondants		
LE(S) DEMANDEUR(S) :		
FRANCE TELECOM 6, Place d'Alleray 75015 PARIS		
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) :		
1	Nom	LE GOUABLE
	Prénoms	Rodolphe
Adresse	Rue	30 square de la Fosse aux Moines
	Code postal et ville	3 5 5 1 1 0 CESSON-SEVIGNE
Société d'appartenance (facultatif)		
2	Nom	
	Prénoms	
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
3	Nom	
	Prénoms	
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez plusieurs formulaires. Indiquez en haut à droite le N° de la page suivi du nombre de pages.		
DATE ET SIGNATURE(S) DU (DES) DEMANDEUR(S) OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		
le 28 octobre 2003		
P. VIDON Mandataire (CPI 92-1250)		

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.